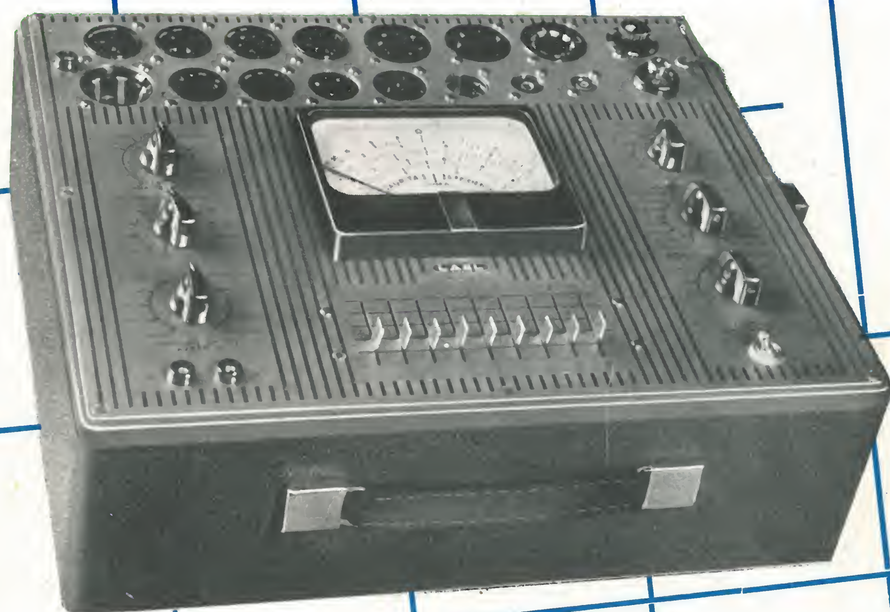
RADIOTECNICA

teorica e pratica

MENSILE DIRETTO DA G. TERMINI



ANNO III - NUMERO 20 - 31 LUGLIO 1952



Rimlock SERIE U

UCH 42 Triodo-esodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Convertitore di frequenza (parte esodo)	V_a = 170 V R_1 [1] = 18 kΩ R_2 [2] = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = −1.85 V	I_a = 2.1 I_{g2+g4} = 2.6 I_{g3+gT} = 0.20	S_c = 670 μA/V R_i = 1.0 MΩ
			V_a = 100 V R_1 [1] = 18 kΩ R_2 [2] = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = − 1.0 V	I_a = 1 2 I_{g2+g4} = 1.5 I_{g3+gT} = 0.10	S_c = 530 μA/V R_i = 1.2 MΩ
		Oscillatore (parte triodo)	V_b = 170 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 8 V_{eff}	I_a = 5.7 I_{g3+gT} = 0.20	S_{eff} = 0.65mA/V
			V_b = 100 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 4 V_{eff}	I_a = 3.1 I_{g3+gT} = 0.10	S_o = 2.8mA/V S_{eff} = 0.6mA/V μ = 22
UBC 41 Doppio diodo-triodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Caratteristiche tipiche	V_a = 170 V V_g = −1.6 V	I_a = 1.5	S = 1.65 mA/V R_i = 42 kΩ μ = 70
			V_a = 100 V V_g = − 1.0V	I_a = 0.8	S = 1.4 mA/V R_i = 50 kΩ μ = 70
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.45	g = 37
			V_b = 100 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.28	g = 34
UF 41 Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = − 2.5 V	I_a = 6 I_{g2} = 1.75	S = 2.2 mA/V R_i = 1.0 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = − 1.4 V	I_a = 3.3 I_{g2} = 1.0	S = 1.9 mA/V R_i = 0.8 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170 V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = − 2.0 V	I_a = 5 I_{g2} = 1.5	S = 2.0 mA/V R_i = 0.9 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = − 1.2 V	I_a = 2.8 I_{g2} = 0.9	S = 1.7 mA/V R_i = 0.85 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 0.82 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.5 I_{g2} = 0.17	g = 80
			V_b = 100 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 0.82 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.29 I_{g2} = 0.09	g = 75
UL 41 Pentodo finale	V_f = 45 V I_f = 0.1 A	Amplificatore d'uscita classe A	V_a = 165 V V_{g2} = 165 V V_{g1} = −9.0 V R_k = 140 Ω	I_a = 54.5 I_{g2} = 9	S = 9.5 mA/V R_i = 20 kΩ R_a = 3 kΩ W_a = 9 W W_o = 4.5 W
			V_a = 100 V V_{g2} = 100 V V_{g1} = − 5.3 V R_k = 140 Ω	I_a = 32.5 I_{g2} = 5.5	S = 8.5 mA/V R_i = 18 kΩ R_a = 3 kΩ W_o = 1.35 W
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	V_f = 31 V I_f = 0.1 A	Raddrizzatore	V_t = 220 V_{eff} = 127 V_{eff}	I_o = max.100 = max.100	R_t = min. 160 Ω R_t = min. 0 Ω C_{filt} = max. 50 μF

La serie che ha raggiunto la massima diffusione sul mercato italiano



N. 20 "RADIOTECNICA" 31 luglio 1952

teorica e pratica

EDITORE: M. De Pirro
DIRETTORE RESPONSABILE: Giuseppe Termini
CONSIGLIERE TECNICO: P. Soati
PUBBLICITÀ: per Milano, telef. 602.304
DIREZIONE, AMMINISTRAZIONE, UFFICIO PUBBLICITA': MILANO - Via privata Bitonto, 5
C.C.P. 3/11092
STAZIONE SPERIMENTALE:
I1PS, Via Marconi, 24 - Sesto Calende (Varese)

« RADIOTECNICA » esce a Milano mensilmente. Un fascicolo separato costa L. 200 nelle edicole e può essere richiesto alla nostra Amministrazione inviando L. 170.

ABBONAMENTI: Per 3 fascicoli L. 500 + *L. 10 I.G.E.*
Per 6 fascicoli L. 900 + *L. 20* „
Per 12 fascicoli L. 1800 + *L. 40* „

SOMMARIO

		pag.
G. TERMINI	- Corso di televisione	617
G. T.	- Esercizi di televisione	620
I. FELLUGA	- Stabilizzatori elettronici	621
P. SOATI	- Dati e particolarità del radar nautico italiano CF1/3NP della SMA	623
M. DE-LUCA	- Ricevitore individuale	625
I 1PS	- Consulenza	626
M. VASARI	- Attrezzatura meccanica ed elettrica per costruttori e radioriparatori	628
P. SOATI	- In ascolto su 7 Mc/s	630
P. S.	- Per telescrivente	630
A. VISCONTI	- Calcolo di un convertitore di frequenza con espansione di gamma	631
G. TERMINI	- Corso teorico-pratico di radiotecnica	632
G. T.	- Esercizi di radiotecnica	634
I. FELLUGA	- Recensioni	635
P. SOATI	- Consulenza	637
G. TERMINI	- Corrispondenza con i lettori	642

OFFERTE E RICHIESTE

(Servizio gratuito per i lettori)

NOTE DI REDAZIONE

Gli articoli e gli schemi pubblicati su « RADIOTENICA » possono essere riprodotti soltanto citando la rivista e l'autore. La responsabilità degli articoli sottoscritti spetta esclusivamente ai loro autori. I manoscritti e le fotografie, anche se non sono pubblicati non sono restituiti, salvo accordi contrari scritti. Il Foro di Milano è l'unico ammesso per la risoluzione di qualsiasi controversia.

◇ ◇ ◇

IMPORTANTE!

Abitate in comuni nei quali la rivista non viene distribuita? Se non volete contrarre abbonamento valetevi del nostro servizio di spedizione « CONTRO ASSEGNO » istituito appositamente per ovviare a tale inconveniente. Non avete che da comunicarci il Vostro indiritto e « RADIOTECNICA » giungerà puntualmente al Vostro domicilio con lo stesso importo di lire 200, che pagherete alla consegna.

Questo servizio, salvo casi eccezionali, non viene svolto per i centri nei quali la rivista viene distribuita normalmente

◇ ◇ ◇

OFFERTE SPECIALI:

Abbonamento dal n. 2 al n. 25, cioè a tutti i numeri arretrati ed a quelli che usciranno nell'anno 1952, Lire 3200, compresa IGE e spedizione raccomandata degli arretrati.

Abbonamento annuale più 6 numeri arretrati Lire 2460.

Abbonamento annuale più 4 numeri arretrati Lire 2260.

Abbonamento annuale più 3 numeri arretrati Lire 2160.

Abbonamento semestrale più 6 numeri arretrati Lire 1560.

Abbonamento semestrale più 4 numeri arretrati Lire 1390.

Abbonamento semestrale più 3 numeri arretrati Lire 1290.

Un numero arretrato costa L. 200.

Sei numeri arretrati L. 900. Tre numeri arretrati L. 550. Ogni numero oltre i tre L. 180.

◇ ◇ ◇

Preghiamo i Sigg. Abbonati che provvedono al rinnovo dell'abbonamento di voler sempre indicare il numero riportato sulla fascetta con la quale viene loro spedita la rivista. La stessa norma deve essere seguita per il cambio di indirizzo.

◇ ◇ ◇

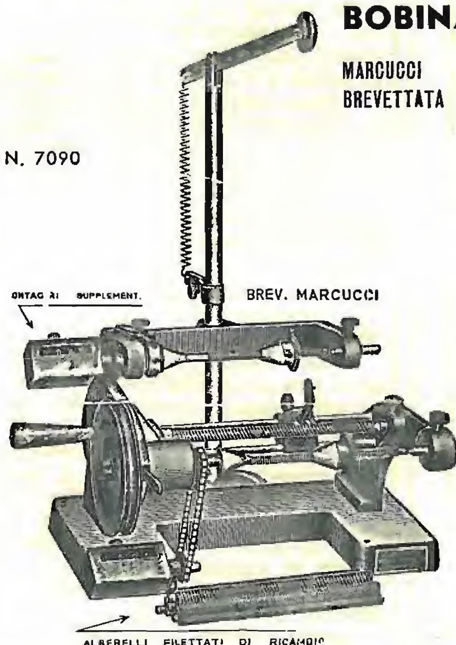
I Sigg. Lettori che ci scrivono desiderando risposta, salvo per reclami, sono pregati di allegare il francobollo per la risposta.

◇ ◇ ◇

Per i vostri versamenti valetevi unicamente del Conto Corrente Postale 3/11092 intestato a « RADIOTECNICA », risparmierete tempo e denaro.

ATTREZZI INDISPENSABILI IN UN MODERNO LABORATORIO RADIO

N. 7090



BOBINATRICE LINEARE OMP

MARCUCCI BREVETTATA

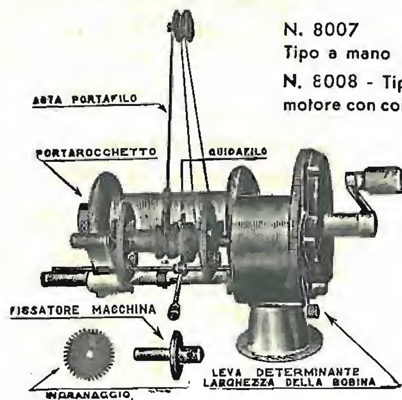
Modello di lieve costo e di minimo ingombro, ideato per l'uso sia a mano che a motore. Corredata del portarocchetto con dispositivo brevettato MARCUCCI con contagiri che riporta il numero dei giri dell'asse portarocchetto: dà la possibilità di controllare le rotazioni compiute dalla bobina che si svolge e di determinare quindi l'esatto numero delle spire di uguale diametro dell' avvolgimento bruciato da riparare.
Indicato per trasformatori d'alimentazione - Trasformatori d'uscita - Bobine di campo, ecc. ecc.
Diametro dei fili avvolgibili: da m/m 00.8 a 0.70.

•

MOTORINO 1/8 HP. CON REOSTATO A PEDALE N. 8001 - Tensioni a richiesta

BOBINATRICE A NIDO D'APE «RECORD»

N. 8007 Tipo a mano
N. 8008 - Tipo a motore con contagiri



E' l'indispensabile gioiello del riparatore, per costruire bobine a minima perdita e a minima capacità, atte per stadi di ingresso, ad alta frequenza, M.F. ecc.
Apparecchio di minime dimensioni, di facile funzionamento.

Richiedere catalogo speciale macchine bobinatrici N. 105 e listino prezzi. Chi ne fosse sprovvisto chieda il Catalogo Gen. Illustrato N. 52 che si invia dietro rimessa di L. 350

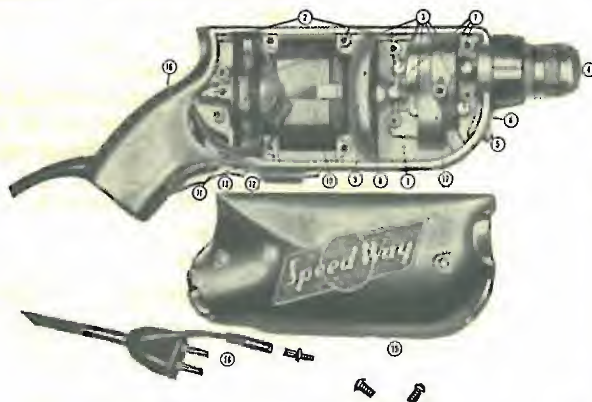


M. MARCUCCI & C. - MILANO
FABBRICA RICEVITORI E ACCESSORI RADIO
VIA F.LLI BRONZETTI 37 - TEL. 52.775

Trapani elettrici
americani SpeedWay N. 79

Leggerissimi	kg. 2
Capacità su metalli	mm 10
Capacità su legno	mm 18
Giri al minuto	1000
Giri sottocarico	650
Prezzo	L. 18.500

Adattatissimi per radiotecnici
Altri trapanetti da 6 mm.
Rettifiche Duro
Saldatori istantanei Velox



CLAUDIO CARPI S.r.L. - MILANO
Via Nino Bixio 34 - Telefono 270.196

OFFICINE MECC. G. BARBIERI
Via Manzoni, 23 - SESTO CALENDE

Antenne per TV. e FM.

Spedizioni a domicilio ovunque, anche a privati

CORSO di TELEVISIONE

LEZIONE IV

G. Termini

Sullo sviluppo del corso.

Dopo aver esaminato la composizione del segnale televisivo e avere trattato alcune questioni particolari quali: l'importanza del senso di modulazione, i caratteri che distinguono gli impulsi di sincronismo riga da quelli di sincronismo quadri e l'aspetto del segnale televisivo dello standard europeo, si è iniziato lo studio della scomposizione del segnale televisivo stesso. A tal uopo, si sono esaminati il funzionamento e la composizione del rivelatore e si è stabilito col calcolo l'ordine del valore degli elementi di carico di esso. Nello sviluppo di questo capitolo, si seguono nell'ordine tre argomenti riguardanti:

a) *la struttura, il funzionamento e il dimensionamento dello stadio;*
b) *la fase della tensione ricavata;*
c) *la ricostituzione della componente continua.*

Di questi argomenti, il primo è stato considerato compiutamente nel fascicolo N° 19, mentre alle questioni teoriche del secondo, anch'esse esaurite in tale sede, è mancato il corredo dei grafici per esigenze tipografiche. Si ritiene pertanto conveniente di ripeterlo.

Successivamente si esamina il terzo argomento.

20. Della fase della tensione ricavata dal rivelatore.

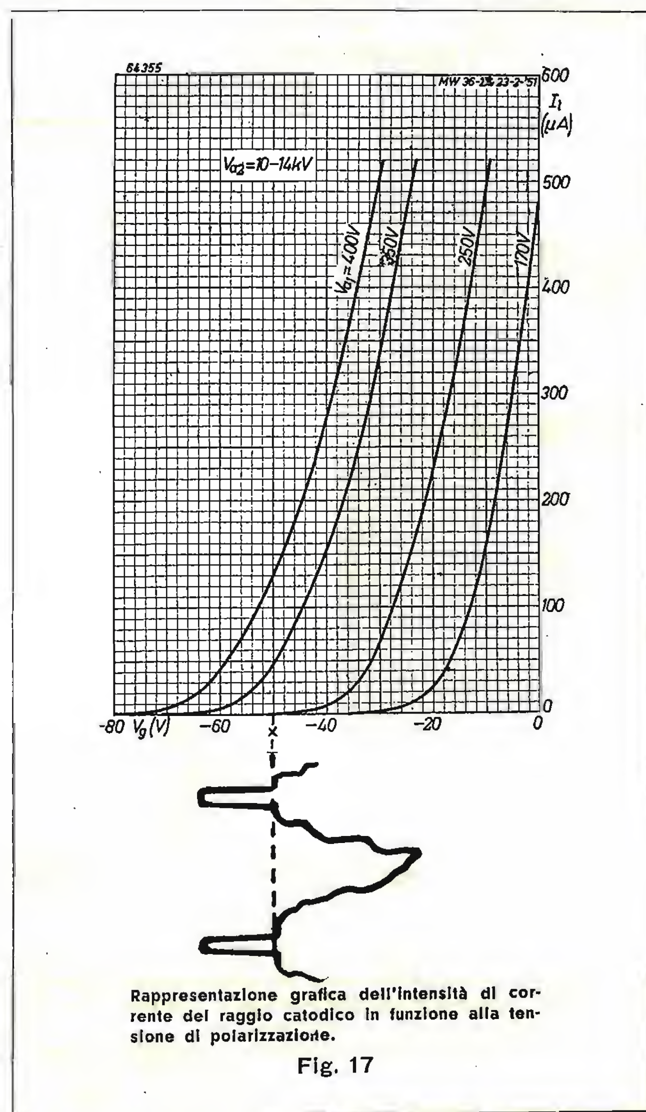
Per la realizzazione di un rivelatore del tipo che si è studiato, si possono seguire due diversi procedimenti a seconda dell'elettrodo dal quale si decide di ricavare la modulante. Si perviene così ad una tensione positiva che aumenta col crescere dell'ampiezza della tensione applicata, quando si ricava la modulazione dal catodo (fig. 15). Nel caso invece che essa sia ricavata dall'anodo (fig. 16), la tensione ottenuta è negativa (sempre rispetto al potenziale di riferimento, ossia alla massa) e cresce, in senso negativo, col crescere della tensione applicata.

La scelta di tale fase (positiva o negativa) è fatta in sede di progetto e dipende dal senso di modulazione della portante e dalla struttura prescelta per il ricevitore.

Per comprendere come si perviene a decidere su questa fase, occorre considerare anzitutto che la componente a video frequenza può essere applicata tanto alla griglia quanto al catodo del cinescopio, ma che in ogni caso la griglia deve risultare positiva rispetto al catodo. Ciò significa che quando la modulante è ricavata dal catodo del rivelatore essa deve pervenire alla griglia del cinescopio nel caso beninteso, che non esista uno stadio amplificatore della tensione a video frequenza e che la portante sia modulata in senso positivo.

Che tale relazione sia necessaria risulta senz'altro dal grafico della fig. 17 in cui si riporta una caratteristica mutua del cinescopio MW36-22 (intensità di corrente del raggio catodico in funzione della tensione negativa di griglia), ottenuta applicando, al primo anodo 250 V e comprendendo la tensione del secondo anodo fra 10 KV e 14 KV. La tensione negativa di griglia corrispondente all'interdizione del raggio catodico è uguale, in questo caso, a 50 V e dev'essere fatta coincidere con la quota del nero sia nel caso della modulazione negativa della portante sia in quello della modulazione positiva; così facendo gli impulsi di sincronismo risultano infatti al di là del potenziale stesso d'interdizione e risultano pertanto invisibili i movimenti di ritorno del raggio catodico, riguardanti i movimenti di riga e di quadro. La fase del segnale ricavato dal rivelatore dev'essere quindi stabilita in modo che la componente a video frequenza raggiunga, con la quota del bianco, una tensione di griglia pressochè uguale a zero per potere ottenere appunto il bianco dell'immagine. Per esempio, nel caso della modulazione negativa della portante, la griglia del cinescopio può essere connessa alla placca del rivelatore.

A queste considerazioni occorre anche aggiungere il caso che tra il rivelatore ed il cinescopio si siano interposti uno o più stadi di amplificazione della tensione a video frequenza. E' noto infatti che la tensione ricavata all'uscita di uno stadio amplificatore, è di fase opposta (ossia invertita di 180°), rispetto alla tensione applicata all'ingresso.



Rappresentazione grafica dell'intensità di corrente del raggio catodico in funzione alla tensione di polarizzazione.

Fig. 17

In fine, per stabilire la fase della tensione ottenuta dal rivelatore, può essere necessario di indagare sul valore delle capacità interelettrodiche in giuoco. Così, si predispone spesso l'uscita sull'anodo anzichè sul catodo (fase negativa), perchè la capacità anodo massa, che risulta in parallelo al resistore di carico del rivelatore, è minore di quella catodo-massa ed è

pertanto migliorata la resa sulle frequenze più elevate della modulante.

Quanto precede contiene anche gli elementi per chiarire il fenomeno del passaggio da un'immagine positiva ad un'immagine negativa, ottenuta invertendo la fase della tensione a video frequenza applicata al cinescopio. Premesso che per *immagine positiva* s'intende quella corrispondente all'originale e che per *immagine negativa* si considera il medesimo significato dato nel processo fotografico, è evidente che, invertendo la fase della tensione applicata alla griglia del cinescopio, i punti scuri dell'originale risultano chiari e viceversa, per cui si ha una immagine negativa.

21. Ricostituzione della componente continua.

Il comportamento di un rivelatore a diodo, al quale si applica una tensione v ad alta frequenza modulata in ampiezza, per esempio, con frequenza fonica f (fig. 18), è dimostrato dal diagramma della fig. 19. Il valore istantaneo della corrente i, erogata dal rivelatore, è una funzione del tempo proporzionale al valore istantaneo di v. Ciò è spiegato, come è noto, dal fatto che il rivelatore equivale ad un conduttore unilaterale. Il diagramma della fig. 19 può considerarsi ottenuto sommando tre componenti:

una, a, costituita da una successione di semisinusoidi positive;

una, b, variabile a frequenza f, corrispondente alla frequenza della modulante e che rappresenta il valore medio delle semisinusoidi positive;

una, c, continua (frequenza zero), rispetto alla quale sono nulli i valori medi delle componenti a e b.

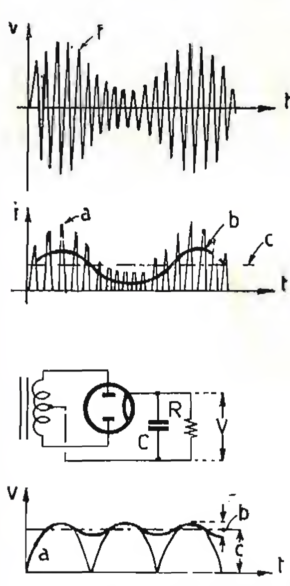


Fig. 18
Fig. 19
Fig. 20

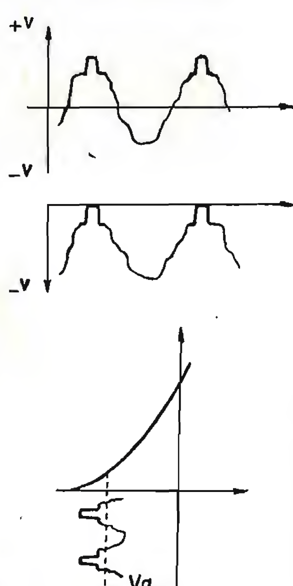


Fig. 21
Fig. 22
Fig. 23

Non diversamente avviene, come è ovvio, nel caso di un raddrizzatore ad onda intera (fig. 20). Agli estremi del condensatore di spianamento si stabilisce una componente alternativa, b, (a frequenza doppia di quella della rete), il cui valore medio è rappresentato dalla componente continua.

Ciascuna di queste tre componenti può essere isolata mediante filtrazione. Così, se si fa seguire al rivelatore un filtro passabasso adeguato si ricava la *componente continua*. Tale è infatti il caso dell'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo dei tubi e della produzione automatica della tensione addizionale di polarizzazione (controllo automatico di sensibilità).

Se invece si interpone un condensatore tra l'uscita del rivelatore e l'ingresso dello stadio che segue, si esclude da quest'ultimo la componente continua. Infine, se si fa seguire al rivelatore un circuito oscillante accordato su un multiplo della radio frequenza applicata al rivelatore, si ottiene di adoperare le semisinusoidi positive della corrente rivelata (a). Poichè queste sono infatti scomponibili in componenti sinusoidali di frequenza multipla della radio frequenza, è possibile ottenere con ciò una *moltiplicazione di frequenza*.

Non sostanzialmente diverso è il meccanismo della rivelazione di un segnale televisivo anche se occorre fare in tal caso una precisazione di fondamentale importanza.

La componente a video frequenza uscente dal rivelatore non ha un andamento simmetrico rispetto ad un'asse che corrisponde al valore della componente continua, ma è, rispetto ad esso, esclusivamente positiva od esclusivamente negativa a seconda dell'elettrodo dal quale la componente stessa è ricavata. Ciò significa, in altre parole, che nel grafico della componente a video frequenza non si ha un asse di simmetria, ma bensì un asse di riferimento al quale si dà il nome di componente continua. Orbene, ed è questa la precisazione annunciata, l'amplificazione della componente a video frequenza è fatta con stadi a resistenza capacità per cui, rimanendo esclusa dal condensatore la componente continua, la tensione a video frequenza è rappresentata dal diagramma della fig. 21, anzichè da quello della fig. 22 che si riferisce all'uscita del rivelatore.

La portata di ciò è considerevole perchè dimostra che con l'accoppiamento a condensatore il segnale televisivo, anzichè essere esclusivamente positivo od esclusivamente negativo, come è necessario che avvenga (fig. 17), si trasforma in un potenziale alternativo il cui valore è nullo (fig. 21).

In particolare, se alla griglia del cinescopio non perviene anche la componente continua in questione (fig. 23), la ricostruzione dell'immagine è alterata anche se la tensione fissa di polarizzazione è tale da portare i segnali di sincronismo oltre l'interdizione. Così facendo si rendono infatti invisibili i movimenti di ritorno di riga e di quadro del raggio catodico, ma per la mancata coincidenza della quota del nero con l'interdizione del raggio catodico, il nero risulta grigio. Nè si può modificare il potenziale di polarizzazione Vg in modo che il nero coincida con il potenziale d'interdizione perchè, così facendo, la luminosità del bianco diventa insufficiente (fig. 24).

I procedimenti utilizzati in pratica per far fronte a ciò riguardano:

a) l'esclusione del condensatore di accoppiamento fra l'amplificatore a video frequenza (od il rivelatore) ed il cinescopio (*accoppiamento diretto*);

b) la *reinserzione della componente continua* comunque ricostituita.

Il problema della ricostituzione della componente continua non si presenta quando manca il condensatore di accoppiamento al cinescopio. La cosa riesce chiara se si esaminano lo schema ed il grafico della fig. 25. Si osserva anzitutto che il pentodo PL83 è connesso direttamente al catodo del cinescopio e che la cosa può effettivamente avvenire perchè anche la griglia riceve una tensione positiva mediante il potenziometro R4. Questi ha quindi lo scopo di far diventare la griglia negativa rispetto al catodo e serve, più precisamente, per far coincidere il potenziale d'interdizione del raggio catodico con la quota del nero. Mancando la modulante la corrente anodica del tubo PL83 è minima ed è quindi minima anche la caduta di tensione che si stabilisce agli estremi del carico e che si sottrae al potenziale di alimentazione dell'anodo. E' peraltro massima, in tal caso, la tensione positiva applicata al catodo del cinescopio ed è quindi massima la tensione negativa che si ha fra la griglia stessa ed il catodo. Col diminuire della tensione negativa di griglia del tubo PL 83, provocata dal segnale a video frequenza, aumenta la corrente anodica del tubo e cresce la caduta di tensione provocata dal carico. Si ha cioè una diminuzione della tensione positiva (rispetto alla griglia) applicata al catodo del cinescopio. Tutto ciò riguarda il senso negativo di modulazione della portante ed è ovvio che la griglia di controllo del tubo PL83 è connessa direttamente all'anodo del rivelatore. S'intende anche che, tra questa griglia ed il catodo è mantenuto un potenziale di polarizzazione adeguato (circa —5 V in questo caso), il cui scopo è di stabilire il funzionamento del tubo nel punto P, precisato sulla caratteristica di lavoro del tubo.

A questo potenziale corrisponde la componente continua della corrente anodica ia_0, che serve a determinare, mediante il carico, la componente continua della tensione applicata alla griglia del cinescopio. E' chiaro quindi che in tal caso non occorre ricostituire la componente continua del segnale televisivo. Altrettanto avverrebbe, come è ovvio, qualora il rivelatore fosse accoppiato direttamente al cinescopio (fig. 26).

Premesso che ci si riferisce all modulazione negativa della portante, si capisce subito, anzitutto, che la tensione a video frequenza dev'essere fatta pervenire alla griglia del cinescopio

se essa è ricavata dall'anodo del rivelatore. E' inoltre evidente lo scopo del potenziometro *P*, che è di mantenere la griglia del cinescopio ad un potenziale (negativo rispetto al catodo), di valore tale da ottenere la coincidenza del potenziale d'interdizione del raggio catodico con la quota del nero fornita dal rivelatore.

La *ricostituzione della corrente continua* può avvenire con lo schema riportato nella fig. 27 che è giustificato, come si è detto, dalla presenza del condensatore di accoppiamento C2. Le tore ed il condensatore C1 si scarica attraverso il resistore R3. Se il valore di R3 è molto più elevato della resistenza interna del diodo, la carica dispersa risulta trascurabile rispetto a quella accumulata durante il funzionamento del diodo. Segue quindi che, quanto più è debole la costante di tempo C1.ρ (ρ essendo la resistenza interna del diodo), tanto più rapidamente l'armatura *A* del condensatore perviene ad avere un potenziale positivo medio uguale all'ampiezza della tensione negativa a video frequenza. Da qui la corretta ricostituzione della componente

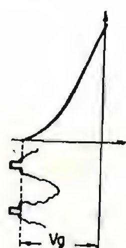


Fig. 24

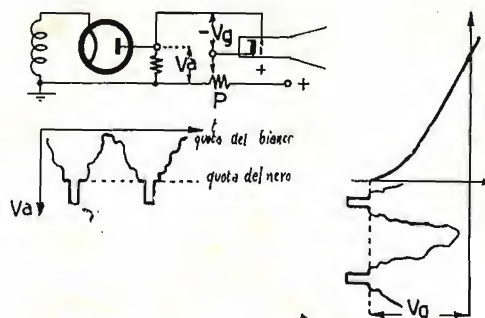


Fig. 26

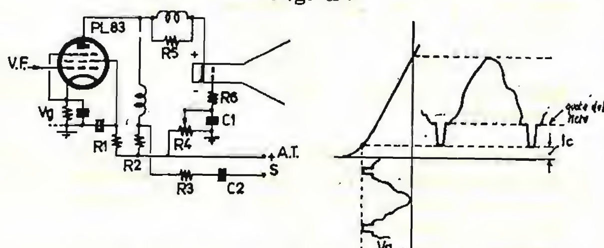


Fig. 25

Fig. 25 - R1 - 33 K-ohm; R2 - 3,15 K-ohm; R3 - 10 K-ohm; R4 - 0,2 M-ohm; R5 - 3,3 K-ohm; R6 - 0,27 M-ohm. (S = allo stadio di separazione dei segnali di sincronismo).

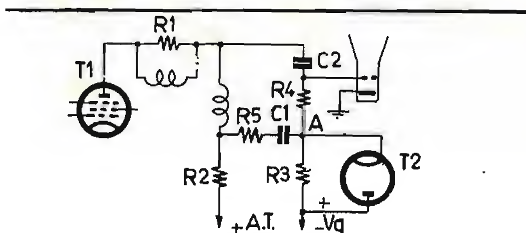


Fig. 27 a)

questioni che si accompagnano a questa disposizione, possono essere spiegate come segue.

Il circuito del diodo T2, il cui catodo è connesso alla griglia del cinescopio, segue la disposizione classica dei rivelatori, ma ricorre ad un circuito di carico (C1-R3) ad elevata costante di tempo.

Il condensatore C1 connesso al circuito anodico del tubo T1, si carica durante gli impulsi di sincronismo e si scarica sulla resistenza R3 durante l'intero movimento di riga del raggio catodico. Così facendo il catodo assume un potenziale medio negativo proporzionale all'ampiezza (valore massimo) delle semionde negative della tensione a video frequenza. Questa differenza di potenziale fra catodo e placca, determina una corrente nel circuito stesso del diodo che carica il condensatore C1.

La tensione di griglia del cinescopio risulta con ciò uguale alla differenza fra il potenziale fisso di polarizzazione *Vg* e quello ricavato dal condensatore e che è fornito dal diodo. Quest'ultimo potenziale rimane mediamente proporzionale, entro l'intero movimento di una riga, al valore massimo negativo della tensione a video frequenza in conseguenza al fatto che, per l'elevata costante di tempo adottata, il tempo di scarica del condensatore C1 è sufficientemente elevato.

Ciò consente, non soltanto di ricostituire la componente continua e di sommarla alla componente variabile del segnale applicato alla griglia del cinescopio. Si ottiene anche di mantenere costante l'ampiezza degli impulsi di sincronismo, togliendo ad essa le variazioni provocate dalle perturbazioni ed è quindi migliorato il funzionamento dello stadio di separazione degli impulsi stessi di sincronismo.

La concreta efficacia di questa disposizione è legata al rapporto fra il valore della resistenza di carico del diodo (R3) e quello della resistenza interna stessa del diodo, che occorre sia quanto più possibile elevato. Ciò è spiegato come segue.

Per effetto del condensatore di accoppiamento C1, il catodo del diodo assume un potenziale alternativamente negativo e positivo, rispetto all'anodo. Se è presente sul catodo la tensione negativa (sempre rispetto all'anodo), il diodo è conduttore e l'armatura *A* del condensatore *C* si carica positivamente. Quando al catodo del diodo perviene invece una tensione positiva rispetto all'anodo, il tratto catodo-anodo non è più condut-

continua ossia, l'esatto *allineamento* degli impulsi di sincronismo e del livello del bianco che corrisponde, con la modulazione standard negativa, ad una profondità del 15% del segnale televisivo.

Occorre ora osservare che il resistore R3 non può avere un valore superiore ad 1 M-ohm per non alterare il funzionamento del cinescopio (ciò sarà dimostrato a suo tempo) e che, la resistenza interna del diodo deve pertanto risultare particolarmente bassa se si vuole che il rapporto in questione sia effettivamente elevato.

Il funzionamento dello schema della fig. 27, è infine messo in evidenza dai grafici della fig. 28 in cui si sono rappresentati nell'ordine :

a) la tensione che si stabilisce agli estremi del carico del tub T1 ;

b) la tensione che si ha fra le armature del condensatore C2 ;

c) la tensione che risulta applicata fra la griglia ed il catodo del cinescopio.

La necessità di avere un rapporto R/ρ particolarmente elevato e di ottenere nel contempo una costante di tempo C.ρ molto piccola, ha portato la tecnica moderna a due altre soluzioni. La prima riguarda l'uso di un diodo a cristallo la cui resistenza è inferiore a quella del tubo; in tal caso si ricorre al medesimo circuito della fig. 27. La seconda soluzione si riferisce allo schema di principio della fig. 28 che assume in pratica l'aspetto della fig. 29, in cui il bidiodo T1 sostituisce l'interruttore *t* della fig. 28.

Lo schema di principio della fig. 28 differisce da quello del diodo per lo scarso valore del condensatore *C* di accoppiamento e per la mancanza del resistore di carico R3, che è da intendere sostituito dalle conduttanze proprie del circuito. L'interruttore *t*, che sostituisce il diodo della fig. 27 serve ad eliminare la carica del condensatore *C* ad ogni istante corrispondente, per esempio, alla presenza della quota del nero. Ciò significa che le quote del nero risultano *allineate*.

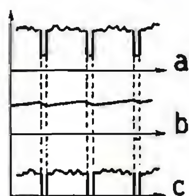
Questa disposizione ha il seguente vantaggio. La costante di tempo R.C è calcolata dal prodotto della resistenza propria del circuito con quella della capacità di accoppiamento *C* ed è pertanto molto elevata. Il tempo di scarica del condensatore è quindi estremamente lento.

L'interruttore della fig. 28 è sostituito nella fig. 29 dal bi-

diodo T1, le sui due sezioni ricevono gli impulsi positivi e negativi ricavati, rispettivamente, dall'anodo e dal catodo del Tubo T.

L'accoppiamento avviene mediante i condensatori C1 e C2 di uguale capacità. Le costanti di tempo C1.R2 e C2.R1 sono particolarmente elevate rispetto al periodo degli impulsi stessi. I condensatori C1 e C2 sono quindi caricati dalle correnti dei diodi e la carica accumulata è dispersa lentamente dai resistori R1, R2 ed R3. Ciò vuol dire che se i due diodi ricevono degli impulsi di uguale ampiezza (il che può essere ottenuto ponendo R4=R5), e se risulta R1=R2, il potenziale negativo che si stabilisce fra *A* e *C* ha lo stesso valore del potenziale positivo che si ottiene fra *B* e *C*. Le funzioni di *interruttore* (elettronico) svolte dai due diodi sono pertanto evidenti, quando si considera che le correnti dei diodi servono a far coincidere il potenziale risultante dai due potenziali *A-C* e *B-C*, cioè, in definitiva, con il potenziale di massa se è *A-C=B-C*, intesi in valore assoluto. Segue anche che il valore ed il segno del potenziale fra *D* e la massa può essere modificato facendo in modo che sia R1≠R2. Da ciò la possibilità di avere una componente continua, regolabile, di riferimento della componente variabile a video frequenza.

Fig. 27 b)



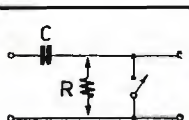


Fig. 28

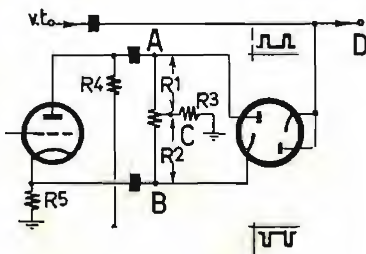


Fig. 29

Un'ultima disposizione atta a ricostituire la componente continua del segnale a video frequenza, riguarda l'uso di un rivelatore per corrente di griglia. Di essa si dirà nel fascicolo N° 21 in cui si concluderà l'argomento del rivelatore esaminando diverse altre questioni essenziali. In tale sede si dirà anche dei circuiti tipici e dei diodi a tubo e a cristallo normalmente adoperati, nonchè delle anormalità di funzionamento di tale stadio e degli effetti che ad esse conseguono. *

BIBLIOGRAFIA

K. R. WENDT - Télévision DC component (*R.C.A. Review*, *marzo* 1948).

H. DELABY - Bases techniques de la télévision (*Editions Eyrolles*, 61, *Boul. St. Germain, Paris* - 1951).

Esercizi di Televisione

Chiunque può partecipare al **CORSO DI TELEVISIONE** inviando le soluzione degli esercizi proposti e richiedendo qualsiasi delucidazione sulla materia trattata.

A chi partecipa a questo ciclo di studio è dato alla fine un utile riconoscimento previa discussione di tre argomenti proposti dalla Direzione di « **RADIOTECNICA** ».

Si pregano i partecipanti di unire il francobollo per la risposta e si avverte che non è richiesta alcuna formalità se non l'invio periodico delle soluzioni degli esercizi proposti.

A. Fra i dati d'impiego dei cinescopi, precisati dai costruttori, si comprende anche il potenziale d'interdizione del raggio catodico.

Si domanda se e perchè la conoscenza di questo potenziale è da ritenere essenziale per l'impiego dei cinescopi stessi.

B. Può essere stabilito immediatamente a priori a quale elettrodo del cinescopio (catodo o griglia) deve applicarsi la tensione a video frequenza?

C. Che significa la locuzione: Ricostituire e reinserire la componente continua? In quale caso tale ricostituzione non è richiesta?

D. Nello schema della fig. 25, il catodo del cinescopio è connesso direttamente all'anodo del pentodo PL83, al quale è applicata una tensione di alimentazione (+ A, T.) di 180 V. Si domanda se ciò può essere accettato nel caso che la griglia del cinescopio debba avere un potenziale (negativo rispetto al catodo) di 50 V, corrispondente all'interdizione del raggio catodico.

E. Nel diagramma della fig. 25, in cui si riporta la presunta caratteristica di lavoro del tubo PL83, il valore massimo (ampiezza) degli impulsi di sincronismo coincide con il potenziale fisso di polarizzazione del tubo. Come si spiega tale allineamento se del circuito si parla di inutile ricostituzione della componente continua?

F. Nel grafico della caratteristica di lavoro di cui sopra, si è riportato l'andamento della tensione applicata fra la griglia ed il catodo del tubo PL83. Premesso che il circuito di griglia di questo tubo è connesso direttamente al rivelatore, si domanda se tale tensione è ricavata dall'anodo o dal catodo del rivelatore stesso nel caso che la modulazione della portante sia negativa.

G. Nello schema della fig. 26, il catodo del cinescopio riceve una tensione positiva rispetto alla massa, il cui valore può essere modificato mediante il potenziometro P. Si domanda lo scopo di questa regolazione.

H. A proposito dello schema riportato nella fig. 27, è detto che la costante di tempo C1 . R3 dev'essere sufficientemente elevata. Se ne chiedono le ragioni.

I. Come si spiega che l'armatura A del condensatore C1 (fig. 27) risulta a potenziale positivo mediamente proporzionale, entro l'intero movimento di riga, al valore massimo negativo della tensione a video frequenza?

L. Si chiede di precisare il significato della locuzione di cui sopra (esercizio I), là dove è detto che la tensione a video frequenza ha un massimo negativo. Non è essa esclusivamente positiva o esclusivamente negativa? Il grafico rappresentativo di questa tensione ha cioè un asse di riferimento o comprende invece un asse di simmetria?

M. Nello schema della fig. 29, si vuole che D sia a tensione positiva rispetto alla massa. Si domanda come ciò può essere ottenuto.

* * *

Per venire incontro ai desideri espressi da numerosi lettori, si è deciso di pubblicare periodicamente le soluzioni degli esercizi proposti. Ciò sarà iniziato con il fascicolo N. 21.

STABILIZZATORI ELETTRONICI

G. Felluga

Dopo avere esposto gli aspetti pratici della stabilizzazione di tensione mediante tubi a gas, quali sono stati trattati da C. W. Shipman (« Radio Electronics », giugno 1950), *si considera la disposizione proposta da C. J. Boers* (« Electronic Application Bulletin », vol. X, gennaio 1949, n. 2, pag. 33), *che consente di mantenere la variazione della tensione ricavata ad un importo inferiore a 0,05% quando la tensione applicata varia entro + e — il 10% del valore stabilito. Si riportano infine i dati caratteristici dei tubi a gas costruiti normalmente.*

Il regime di funzionamento di un'apprecchiatura comprendente i tubi elettronici è legata alle costanti stesse dei tubi, sulle quali influiscono le tensioni di alimentazione degli elettrodi.

Queste sono normalmente ricavate dalla rete di distribuzione dell'energia elettrica e risentono delle variazioni che si verificano inevitabilmente in essa e di quelle provocate dalle variazioni del carico, ossia dell'intensità di corrente richiesta all'alimentatore.

Si tratta pertanto di un fenomeno che preoccupa in non pochi casi e non soltanto nel campo delle misure come è confermato dai riflessi difficilmente trascurabili, specie sulle onde corte.

Tra le diverse soluzioni che si conoscono per ovviare a ciò, si sono largamente imposti i *tubi a gas*, più precisamente i diodi a catodo freddo immersi in atmosfera gassosa. In un tubo del genere si incontrano *tre tensioni caratteristiche* che dipendono, a parità di ogni altra condizione, dalla distanza fra gli elettrodi e dalla pressione e dal tipo del gas (o dei gas) adoperati.

Si ha infatti una *tensione d'innesco o di ionizzazione* che provoca una corrente attraverso il tubo. Ciò è spiegato dalla velocità raggiunta dagli elettroni vaganti che provoca l'ionizzazione, per urto, delle molecole del gas con conseguente formazione di cariche negative e positive. L'ionizzazione del gas permane per un certo valore della tensione applicata, minore della tensione d'innesco, alla quale è dato il nome di *tensione di lavoro*. Diminuendo ulteriormente la tensione stessa, cessa l'ionizzazione del gas e si annulla la continuità conduttiva del tubo in corrispondenza della *tensione di disinnesco o di spegnimento* di esso. La funzione stabilizzatrice del tubo è dimostrata dal fatto che la tensione di lavoro risulta largamente indipendente dal valore della corrente che è fatto passare nel sistema elettrodico stesso.

In pratica hanno notevole importanza la *tensione d'innesco* e quella *di lavoro*, che sono precisate dai costruttori.

I tubi OA3, OC3, OD3 sono denominati anche, nell'ordine, VR75, VR105 e VR150 in quanto con 75, 105 e 150 si sono rappresentati i valori della tensione di lavoro.

La « Philips » costruisce invece i tubi 85A1, 85A2, 4687 (P e K), 7475, 12.201, 100E1, 150A1 e 150C1 (P e K), le cui condizioni di lavoro sono precisati nella tabella che si unisce.

Questi tubi possono essere usati come *carico* della tensione da stabilizzare sia individualmente, sia in serie, quando la tensione di lavoro supera quella di un solo tubo. Nel caso che sia adoperato un solo tubo (fig. 1) si connette normalmente in serie ad esso un resistore *R* che è percorso da una corrente uguale alla somma di quella assorbita dal carico e quella che attraversa il tubo a gas. Il valore di *R* è scelto in modo che la caduta di tensione che si stabilisce agli estremi, risulti uguale alla differenza fra la tensione applicata e la tensione che si vuole ricavare.

Con una disposizione del genere, un aumento della tensione applicata al ramo comprendente il resistore *R* ed il tubo a gas, provoca un notevole aumento dell'intensità di corrente che attraversa il tubo ed un conseguente aumento della caduta di tensione che si stabilisce agli estremi di *R*. Da ciò la stabilizzazione della tensione applicata al carico. Passando al caso di un aumento della corrente nel carico, si osserva che ad esso segue una diminuzione della corrente che attraversa il tubo a gas. E' pertanto minore la corrente che perviene al resistore *R* ed è quindi minore la caduta di tensione che ne consegue; la tensione fornita al carico risulta praticamente costante entro determinati limiti della variazione di corrente intervenuta che dipendono, come si è accennato, dalle caratteristiche costruttive del tubo.

Se invece diminuisce la corrente assorbita dal carico, l'aumento della tensione applicata ad esso che si verifica normalmente, è impedito dall'aumento della corrente che attraversa il tubo e dal conseguente aumento della caduta di tensione che si ha ai capi di *R*.

Come esempio di calcolo della disposizione riportata nella fig. 1, ci si riferisce ad una tensione stabilizzata di 150 V. Per un'intensità di corrente di 40 mA, si può adoperare il tubo OD3, la cui tensione corrispondente all'innesco è di 160 V. Se la tensione fornita dall'alimentatore è di 250 V, il resistore *R* in serie al tubo deve provocare una caduta di tensione uguale a $250 - 150 = 100$ V. Si richiede pertanto un resistore da $100/0{,}04 = 2500$ ohm, essendo uguale a 0,04 A (40 mA) la corrente che attraversa il resistore stesso. Ne segue che esso dissipa una potenza $P = R.I^2 = 2500.0{,}04^2 = 4$ W. Con questo valore il ramo comprendente il resistore ed il tubo a gas è percorso da una corrente di 40 mA quando è nulla la corrente assorbita dal carico. In tal caso il resistore provoca una caduta di tensione di 100 V ed il carico riceve 150 V.

Col crescere della corrente assorbita dal carico, diminuisce la corrente nel tubo a gas e la tensione ricavata rimane pressochè costante fino a che la corrente nel circuito del carico non risulta uguale a 35 mA. In questo caso il tubo a gas è percorso da una corrente di 5 mA che rappresenta il valore minimo richiesto per mantenere l'ionizzazione del gas. Al di sotto di tale valore si ha lo spegnimento del tubo per cui viene a cessare l'azione regolatrice che sussiste invece per una variazione di corrente nel carico comunque compresa fra 0 e 35 mA.

Nel caso che la tensione richiesta dal carico è superiore a quella di un solo tubo, si provvede a connettere in serie due tubi (fig. 2). Le tensioni ricavate da queste disposizioni subiscono una variazione compresa fra l'1% ed il 2% passando dal funzionamento a vuoto a quello a pieno carico, mentre si ha una variazione in più e in meno del 0,1 per cento quando la tensione della rete

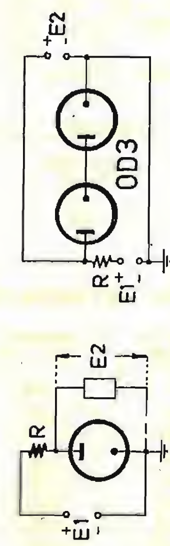


Fig. 2

Fig. 1

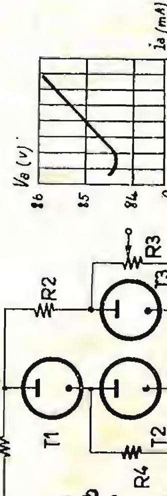


Fig. 4

Fig. 3

varia del 10% in più e in meno del valore stabilito.

Per ovviare alle variazioni della tensione applicata al ramo comprendente il tubo a gas, *C. J. Boers** ha proposto lo schema riportato nella fig. 3, in cui si adoperano tre tubi 85A1. Con questa disposizione, il cui scopo è di mantenere costante la corrente che si ha attraverso il tubo T3, connesso al carico, la tensione ricavata subisce una variazione non superiore a 0,05% quando la tensione di alimentazione, *Vb*, è fatta variare tra —10% e +10% del valore normale.

Il valore dei resistori che si comprendono in questo circuito e quello della tensione di alimentazione, *Vb*, sono calcolati tenendo presente:

a) il valore della corrente che si vuole avere nel tubo T3;
b) la corrente nei tubi T1 e T2, per i quali il costruttore precisa un valore massimo non superiore a 8 mA;
c) la tensione applicata ai tubi, che deve raggiungere il valore minimo stabilito per l'innesco.

Per quanto riguarda la corrente nel tubo T3 è opportuno che essa sia mantenuta ad un valore molto prossimo a quello minimo perchè, così facendo, si diminuisce la resistenza interna del tubo e si migliora, in conseguenza, l'effetto di stabilizzazione. Se si tiene presente che il tubo 85A1 fornisce una tensione di 85 V si può calcolare anzitutto l'intensità della corrente nel ramo del resistore R3. Con R3 = 0,1 M-ohm, si ha infatti:

$$I = V/R = 85/100.000 = 0,85 \text{ mA}.$$

La resistenza del tubo T3 è minima quando ad esso perviene una corrente di 1,5 mA come risulta dal grafico della fig. 4 ed è pertanto uguale a

$$1,5 + 0,85 = 2,35 \text{ mA}$$

la corrente che si ha nel resistore R2. Agli estremi di questo resistore si deve avere la tensione di lavoro del tubo T3 che è di 85 V. Si ha quindi facilmente:

$$R2 = 85/0,00235 = 36 \text{ K-ohm}.$$

Si passa ora a calcolare il valore di R1, e quello di *Vb* fissando a priori l'importo della variazione in più e in meno della tensione di alimentazione *Vb*. Se questo importo è del 10%, s'intende che la tensione *Vb* è compresa fra 1,1 Vb e 0,9 Vb. Per una tensione uguale a 1,1 Vb, i tubi T1 e T2 devono essere percorsi da una corrente di 8 mA, che rappresenta il valore massimo stabilito dal costruttore.

A questa corrente, che perviene ovviamente al resistore R1, si aggiunge quella del resistore R2, che è uguale, come si è detto, a 2,35 mA. Si ha quindi, in questo caso, una corrente complessiva di 8 + 2,35 = 10,35 mA che provoca una tensione uguale a 0,01035.R1 agli estremi del resistore R1. I tubi T1 e T2 sono connessi in serie e richiedono una tensione di 170 V (ossia 85.2), per cui si può definitivamente scrivere:

$$1,1 Vb = 170 + (0,01035.R1)$$

che consente di calcolare il valore di R1 quando è noto quello di Vb. Si ha infatti facilmente:

$$(1) \qquad R1 = (1,1\,Vb - 170)/0,01035$$

In realtà la tensione che occorre applicare ai tubi T1 e T2 non corrisponde a 170 V, cioè alla somma delle tensioni di lavoro, perchè il tubo T2 è shuntato dal resistore R4. Occorre cioè considerare che al tubo T2 deve pervenire la tensione d'innesco che è di 120 V mentre al tubo T1 è sufficiente applicare la tensione di lavoro di 85 V. Si richiede quindi una tensione uguale a 85 + 120 = 205 V alla quale occorre sommare la caduta di tensione provocata dal resistore R1, per conoscere il valore minimo che può essere raggiunto dalla tensione di alimentazione e che corrisponde, come si è detto, a 0,9 Vb. Si può quindi scrivere

$$(2) \quad 0,9\,Vb = 205 + [R1.(120/36.000)]$$

essendo uguale a 120/36.000, ossia (205—85)/36.000, la corrente che si ha nel resistore R2 e che attraversa anche il resistore R1 prima che si abbia l'innesco del tubo T2 (s'intende trascurabile la corrente nel ramo del resistore R4). Si comprende infatti facilmente che se si è applicata ai tubi T1 e T2 una tensione di 205 V e se agli estremi del tubo T3 si stabilisce una tensione di 85 V, il resistore R2 risulta avere una tensione uguale a 205—85 = 120 V.

Dalla (2) si ha facilmente:

$$Vb = \{ 205 + [R1.(120/36.000)] \} /0,9$$

che consente di conoscere il valore di *Vb* quando è noto quello di R1. Applicando la (1) e la (2) si ha infatti facilmente:

$$R1 = 12,5 \text{ K-ohm}, \quad Vb = 275 \text{ V}.$$

L'efficacia di questa disposizione è dimostrata come segue. Quando la tensione di alimentazione è uguale a 1,1 Vb, i tubi T1 e T2 sono percorsi da una corrente di 8 mA corrispondente cioè al valore massimo consentito dal costruttore. Per Vb uguale, invece, a 0,9.275, il resistore R1 provoca una caduta di tensione di 0,9.275—170 = 77 V. Il resistore R1 è quindi percorso da una corrente di 77/12.500 = 6,15 mA, che si suddivide nel ramo dei tubi T1 e T2 ed in quello del tubo T3. Poichè questi è interessato da una corrente di 2,35 mA, i tubi T1 e T2 ricevono una corrente uguale a 6,15—2,35 = 3,8 mA ed è quindi di 8—3,8 = 4,2 mA la variazione di corrente corrispondente alla variazione di tensione precisata.

La resistenza del tubo 85A1 è di 430 ohm quando l'intensità della corrente è compresa fra 1 e 8 mA. I due tubi T1 e T2, connessi in serie, hanno cioè una resistenza di 2.430 = 860 ohm. La variazione di tensione è quindi di 0.0042.860 = 3,5 V e provoca nel tubo T3 una variazione di corrente Δi = 3,6/36.000 = 0,1 mA che si traduce in una fluttuazione di tensione di 40 mV, pari cioè al 0.05%.

*) *l. c.*

*

TUBI STABILIZZATORI AMERICANI

Tipo	Tensione di lavoro (V)	Tensione d'innesco (V)	Tensione di alimentazione (V)
OA 3	75	100	105
OC 3	105	115	133
OD 3	150	160	185

TUBI STABILIZZATORI PH LIPS

Tipo	Tensione di lavoro (V)	Tensione d'innesco (V)	Corrente normale (mA)	Corrente massima stabilizzata (mA)	Corrente minima stabilizzata (mA)
85A1	83-87	125	4	8	1
85A2	83-87	125	4	6	1
4687-P(1)-K	85-100	115	20	40	10
7475	90-110	140	4	8	1
132O1	90-110	140	100	200	15
100E1	90-105	140	125	200	50
150A1	150-170	205	4	8	1
150C1-P(1)-K	146-166	205	20	40	5

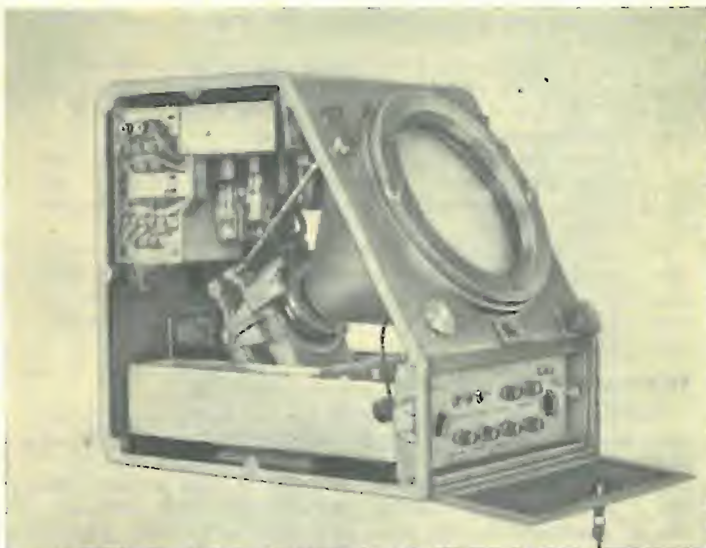
(1) Il medesimo tubo è costruito con zoccolo a contatti laterali (P) e con zoccolo octal (K).

Fig. 1 — E1 - tensione non stabilizzata; E2 - tensione stabilizzata.
Fig. 2 — Connettendo in serie due tubi OD3, si ottiene di stabilizzare una tensione di 300 V.
Fig. 3 — T1, T2, T3 - 85 A1 (Philips).
R1 = 12,5 K-ohm; R2 = 36 K-ohm; R3 = 0,1 M-ohm; R4 = 1 M-ohm; Vb = 275 V.
Fig. 4 — Caratteristica media tensione - corrente del tubo 85A1.

Il Radar Nautico Italiano

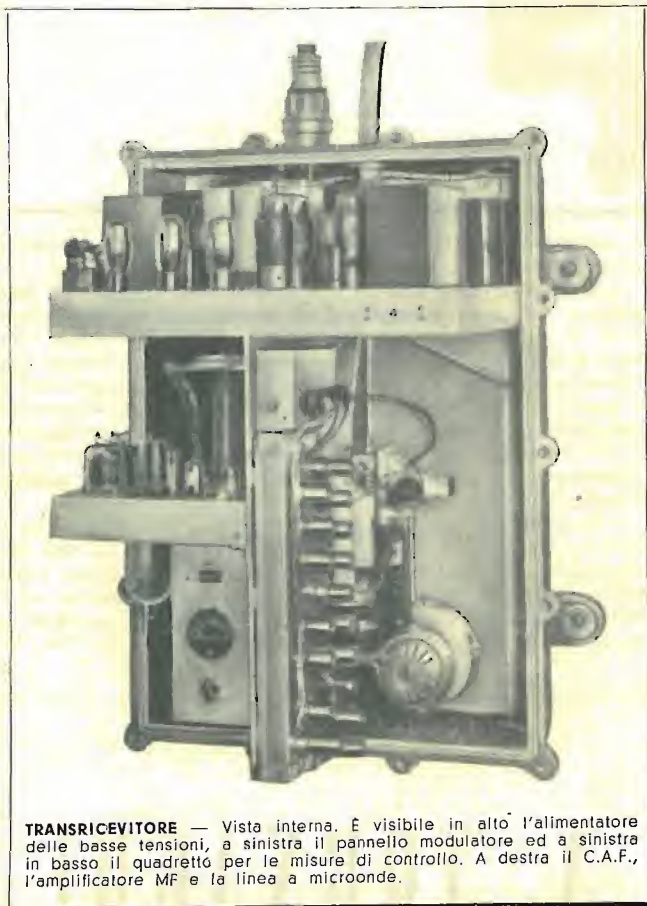
CFL-3NP della SMA

P. Soati



INDICATORE PRINCIPALE — Sono visibili il pannello di alimentazione, il pannello dei circuiti di tempo, il dispositivo meccanico di rotazione delle bobine deflettrici.

Molti nostri lettori da tempo ci avevano chiesto se in Italia si costruivano apparecchiature radar destinate alla Marina, particolarmente quella Mercantile, ed in caso affermativo ci pregavano di riportarne le principali caratteristiche di funzionamento. E' quindi con particolare piacere che « *Radiotecnica* »



TRANSRICEVITORE — Vista interna. È visibile in alto l'alimentatore delle basse tensioni, a sinistra il pannello modulatore ed a sinistra in basso il quadretto per le misure di controllo. A destra il C.A.F., l'amplificatore MF e la linea a microonde.

per gentile concessione dello Studio Tecnico Zauli, si accinge a presentare, su tale argomento, una interessante realizzazione che oltre ad onorare l'Industria italiana sta a dimostrare come quest'ultima, anche nel campo delle costruzioni relative la radionavigazione, stia assumendo una posizione di notevole rilievo.

A questa esposizione faremo seguire, nel prossimo autunno, una trattazione particolareggiata sul funzionamento del radar e destinata a coloro che desiderano approfondirsi in tale campo. Il nostro compito e quello dei lettori sarà particolarmente agevolato dato che per illustrare la materia ci riferiremo alle caratteristiche di questo apparato.

L'apparecchiatura che ci accingiamo a descrivere è il « *Radar* CFL/3NP » costruito dalla SMA.

Si tratta del primo tipo di « *Radar nautico* » su microonde che sia stato realizzato in Italia, progettato e costruito interamente da maestranze italiane, senza licenze straniere e che ormai è entrato nella fase di produzione in serie.

Va pure rilevato che nessun altro paese d'Europa, all'infuori dell'Inghilterra, produce attualmente apparecchi similari in serie e funzionanti su microonde: di conseguenza la lodevole iniziativa della SMA è destinata ad un larghissimo successo per cui è evidente la opportunità di rendere edotti tutti i nostri lettori, anche quelli meno interessati all'argomento, della struttura di tale apparato.

Premessa

Il radar CFL/3NP è stato costruito particolarmente per la navigazione e l'avvistamento. Le caratteristiche meccaniche e quelle elettroniche sono state studiate in modo che esso sia utile tanto in mare aperto quanto in acque ristrette.

Transricevitore

Questo complesso comprende i seguenti pannelli, contenuti in una cassetta di fusione di alluminio e facilmente estraibili:
- alimentatore stabilizzato delle basse tensioni;
- modulatore del magnetron con l'alimentazione ad alta tensione;
- il ricevitore ed il controllo automatico di frequenza (CAF).

Trasmettitore

La frequenza di funzionamento del trasmettitore è di 9375 Mc/s$\pm$45 Mc/s. Il generatore è costituito da un Magnetron del tipo 725A il quale può erogare una potenza di cresta di 30 kW (sull'argomento vedere la consulenza di i1PS n° 87, riportata sul n° 19 di questa Rivista a pag. 602) sulla lunghezza d'onda di centimetri 3,2. La linea a radio frequenza è costituita da una guida d'onda avente dimensioni interne di millimetri 23 x 10.

Il modulatore del magnetron può generare impulsi di 0,25 microsecondi al ritmo di 2000 cicli oppure impulsi di 0,5 microsecondi al ritmo di 1000 cicli, in relazione alla scala usata nell'indicatore.

A mezzo di un controllo accessibile esternamente la cadenza degli impulsi può essere variata di alcuni cicli.

Ricevitore

Il ricevitore è del tipo a supereterodina. Esso è costituito da 6 stadi a media frequenza a 30 Mc/s, con larghezza di banda di 8 Mc/s.

Un apposito circuito di sensibilità variabile con la distanza, permette di diminuire gli echi dovuti al mare agitato. A tale

circuito segue uno stadio rivelatore e due stadi di amplificazione video.

Il circuito a microonde è del tipo a guida d'onda. Esso comprende un tubo RT ed un tubo TR tipo 724B, un oscillatore locale tipo 723 A/B e due cristalli convertitori 1N23 che alimentano rispettivamente il CAF ed il ricevitore.

Il pannello del *Controllo automatico di frequenza* comprende un amplificatore di media frequenza a tre stadi scalati ed un discriminatore che controlla un oscillatore a denti di sega agente sull'oscillatore locale.

Nel complesso rice-trasmettitore è incorporato uno strumento che a mezzo di un commutatore permette di controllare il funzionamento dei principali circuiti, ed un contatore avente la funzione di registrare le ore di funzionamento dell'apparecchiatura.

Indicatore principale

Anche questo complesso, il quale ha lo scopo di rendere visibili gli echi dovuti agli ostacoli incontrati dalle onde em., è contenuto in una cassetta stagna di fusione in lega leggera.

Gli echi sono visibili su di un tubo a raggi catodici del tipo a lunga persistenza avente uno schermo di 25 centimetri, che è circondato da una scala azimutale sulla quale è possibile leggere i rilevamenti per coincidenza degli echi con una traccia ruotabile.

Lo schermo, che è inclinato in modo da rendere più comoda la visione, è protetto da un disco trasparente il quale agendo da filtro luminoso rende più riposante per l'osservatore la visione prolungata degli echi.

La rotazione delle bobine deviatrici è assicurata da un dispositivo ripetitore sincronizzato con l'antenna e rifasato automaticamente mediante micro-interruttori. Il centraggio della figura è regolabile mediante appositi comandi.

L'indicatore è provvisto di quattro scale selezionabili mediante un commutatore, aventi rispettivamente un raggio di esplorazione di 1, 3, 10 e 30 miglia nautiche, ad ognuna delle quali corrispondono dei cerchi equidistanti con intervallo corrispondente complessivamente a 0.2, 0,5, 2, e 5 miglia nautiche. Inoltre vi è un cerchio a raggio variabile per la misura esatta della distanza che può essere letta direttamente su di un numeratore. La precisione di lettura della portata massima di ogni scala è del ±1%. La distanza minima per impulso corto è di 50 metri.

Il potere risolutivo in distanza per impulso lungo, 100 metri, per impulso corto 50 metri (Per potere risolutivo in portata, cioè risolvente, si intende l'attitudine a riprodurre con la stessa forma due ostacoli, sullo stesso rilevamento, e separati fra di loro da una distanza minima). In questo caso con impulso lungo è possibile contornare ostacoli alla distanza di 100 metri e con impulso corto ostacoli alla distanza di 50 metri. *Su questo argomento ci intratteremo a lungo in seguito.*

All'indicatore principale eventualmente può essere collegato un indicatore ripetitore.

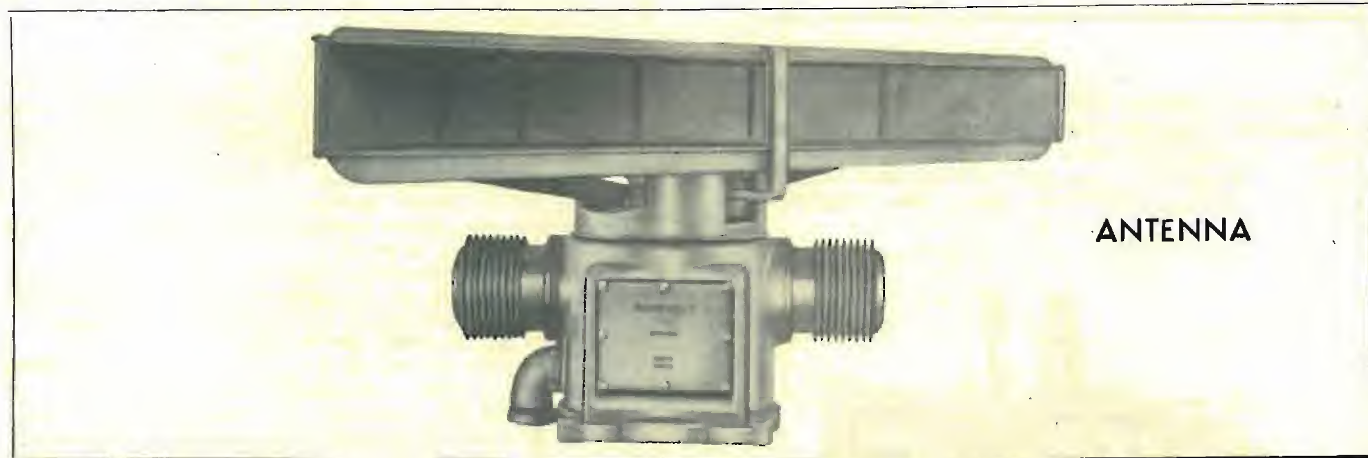
Antenna

L'antenna è costituita da un cilindro parabolico chiuso fra due piani orizzontali, come è ben visibili in figura.

Esso è costruito in lamiera di alluminio ossidato e perforata al fine di ridurre al minimo l'*effetto vela*, provocato dal vento, e convenientemente irrigidita da cerniere. La sua larghezza è di 160 centimetri e l'altezza di 12 centimetri.

Il diagramma di irradiazione orizzontale presenta un angolo di 1°6 tra i punti a metà potenza: i lobi secondari sono trascurabili. Il diagramma verticale ha invece un'apertura di oltre 20°. Queste caratteristiche hanno il pregio di assicurare un elevato potere risolutivo angolare in azimut, ed una notevole indipendenza delle osservazioni radar dalle oscillazioni dovute al moto ondoso.

Il radiatore è collocato nel fuoco del suddetto riflettore ed è collegato al rice-trasmettitore per mezzo di una guida d'onda di dimensioni 23 × 10 millimetri.


ANTENNA

L'antenna è sostenuta da un piedestallo di stagno in lega leggera, nel quale è installato un motore che le fa compiere circa 18 o 20 rotazioni al minuto. Nel piedestallo stesso sono pure alloggiati il dispositivo sincrono che trasmette il moto dell'antenna all'indicatore, del quale abbiamo accennato più sopra, il giunto rotante della guida d'onda ed un eventuale dispositivo che permette di riferire i rilevamenti del radar alla girobussola.

Un eventuale tubo di acciaio alto quattri metri permette che l'antenna possa essar abbattuta sulla coperta della nave quando il radar non viene usato.

L'alimentazione viene fatta a 115 Volt ca., 60 c/s, con assorbimento di 1,5 KVA. Se il radar deve essere usato su navi che dispongono soltanto di corrente continua, l'alimentazione viene fatta a mezzo di un gruppo convertitore con avviamento automatico a distanza e con regolatore di velocità che permette di mantenere la tensione e la frequenza ad un valore del ±0.5%.

*

RICEVITORE INDIVIDUALE

M. DE LUCA

Per realizzare un ricevitore individuale portatile, con ingombro e costo estremamente ridotto, giova riferirsi al principio dell'amplificazione di due tensioni di diversa frequenza, più precisamente ad alta e bassa frequenza, attuata con un solo tubo (reflex). Con la disposizione, normalmente conosciuta, le tensioni d'ingresso sono applicate alla griglia controllo di un pentodo, sull'anodo del quale si comprendono due diversi circuiti di carico connessi in serie. Da ciò due diverse tensioni alternative di uscita determinate dalle componenti alternative della corrente anodica.

Un'interessante variante a questa disposizione può essere ricercata nella separazione dei circuiti d'ingresso. Tale è appunto il caso dello schema riportato nella fig. 1, di cui ora si tratta. Le componenti a radio-frequenza che si hanno sull'antenna, sono introdotte per capacità al circuito selettore comprendente la bobina L1 e la sezione 2 del condensatore di accordo. La tensione che si ricava agli estremi di questo circuito corrisponde alla frequenza di risonanza del circuito preselettore stesso ed è applicata alla prima griglia dell'eptodo T1.

Segue a ciò una componente alternativa a radiofrequenza che attraversa l'impedenza di arresto L4 e che provoca, ai suoi estremi, una differenza di potenziale che è applicata, mediante il condensatore 5 al circuito selettore costituito dalla bobina L2 e dalla sezione 3 del condensatore di accordo.

Questa tensione è fatta pervenire alla terza griglia del tubo, il cui resistore di dispersione è collegato al reoforo positivo del filamento. Si viene quindi ad avere una corrente nel circuito di griglia durante le elongazioni positive della tensione eccitatrice. Questa corrente determina una tensione fra le armature del condensatore 4 proporzionale all'elongazione positiva stessa e che segue quindi l'inviluppo della tensione a radiofrequenza in cui si ritrova la modulante. Ciò può infatti avvenire perchè la carica accumulata durante un semiperiodo positivo della tensione stessa, è opportunmente dispersa dal resistore 9. Lo scopo di questo resistore è quello, più precisamente, di disperdere opportunamente la carica accumulata dal condensatore in quanto, così facendo, la carica stessa risulta proporzionale al valore istantaneo della tensione eccitatrice.

Si vede quindi che, con una disposizione del genere, il movimento elettronico, che avviene nel senso reale catodo-anodo, è sottoposto a due tensioni di diversa frequenza e che, per tale fatto, il circuito anodico è percorso da due correnti alternative, una ad alta frequenza e l'altra a bassa frequenza.

Il funzionamento di uno stadio, così attuato, può essere opportunamente migliorato mediante l'effetto retroattivo il cui scopo è, come noto, di aumentare il coefficiente di sovratensione del circuito oscillatorio destinato a ricevere l'effetto retroattivo stesso. Nel caso di cui ci si occupa occorre però fare una precisazione circa l'importo della componente a radio-frequenza introdotta nel circuito oscillante connesso alla terza griglia del tubo Si è visto infatti sperimentalmente, ed è ovvio, che tale importo non può essere rilevante perchè le componenti a radiofrequenza amplificate dal tubo possono provocare altrimenti delle oscillazioni permanenti nel circuito preselettore. E' comunque anche dimostrato che se si annulla ogni possibilità di accoppiamento capacitativo e induttivo fra il circuito preselettore ed il circuito di reazione, costituito dalla bobina L3, dal potenziometro 10 e dal condensatore 8, l'innesco delle oscillazioni in questione può essere facilmente eliminato mediante il potenziometro 10.

Per quanto riguarda le bobine L1, L2 ed L3, è opportuno ricorrere al tipo a nido d'ape costruito dall'industria (per esempio dal Sig. M. Marcucci), che è provvisto anche di nuclei ferromagnetici a vite. Ciò consente infatti l'esatta messa in passo dei due circuiti oscillanti. Non peraltro inferiori sono però i risultati che si ottengono con bobine a spire affiancate, in quanto i circuiti oscillanti sono destinati a rimanere prevalentemente accordati sulla frequenza della stazione locale, rispetto alla quale può effettuarsi la messa in passo con i compensatori in parallelo Cp1 e Cp2. La bobina L1 può pertanto comprendere 120 spire di filo smaltato da 0,20 mm, avvolte su un tubo di cartone bachelizzato, da 25 mm di diametro. Le bobine L2 ed L3, avvolte su un altro tubo da 25 mm, comprendono 125 spire di filo da 0,20 mm (L2) e 50 spire di filo smaltato da 0,15 mm (L1). L'inizio della bobina di reazione, L3, è stabilito a 2 mm circa dall'ultima spira della bobina L2. Se il senso di avvolgimento di queste due bobine è il medesimo, l'effetto retroattivo si manifesta solo quando le connessioni sono così stabilite:

inizio L2 - a massa;
fine L2 - allo statore del condensatore variabile 3 e ad un reoforo del condensatore 4;
inizio L3 - alla griglia schermo del tubo;
fine L3 - al + A.T.

Infine occorre considerare che con la disposizione riportata nella fig. 1 la corrente a B.F. erogata dal tubo, può essere soltanto adoperata per l'ascolto in cuffia, cioè mediante una coppia di auricolari telefonici. Pertanto se si vuole far funzionare un altoparlante, occorre far seguire al tubo T1 un amplificatore di potenza. La cosa può infatti avvenire con lo schema della fig. 2 in cui il primario del trasformatore intervalvolare 5 s'intende connesso al posto della cuffia. Il potenziometro 4, con il quale si va ad applicare alla griglia del tubo T2 la tensione a frequenza acustica, rappresenta il regolatore manuale di volume. La tensione di polarizzazione di questo tubo è ricavata dal negativo dell'alta tensione, in serie al quale si è connesso il resistore 3. Le componenti continue di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo dei tubi pervengono al potenziale di riferimento (massa) attraverso questo resistore; ai capi di esso si ha quindi una tensione negativa rispetto alla massa stessa, che è fatta pervenire alla griglia controllo del tubo.

Per l'accensione del tubo T2 si provvede con la pila da 1,4 V nel caso considerato nello schema, che le due sezioni del filamento siano connesse fra loro in parallelo. La corrente erogata dalla pila è pertanto di 150 mA, mentre risulta di 50 mA se le due sezioni in questione sono collegate in serie. Occorre però in tal caso una tensione di 2,8 V che può essere ottenuta da tre elementi di pile in serie (4,2 V) nel caso che il filamento del tubo T1 sia collegato in serie a quello del tubo T2.

La costruzione di un ricevitore di questo tipo non si richiama a particolari accorgimenti, ma è bene avvertire che per far fronte alla scarsa amplificazione in giuoco, è necessario ridurre quanto più possibile le perdite.

*

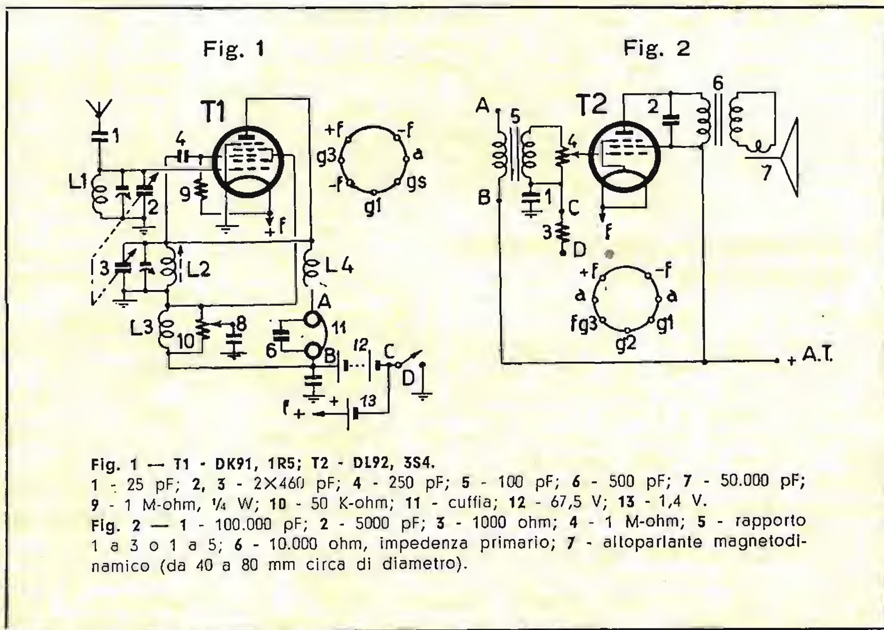


Fig. 1 — T1 - DK91, 1R5; T2 - DL92, 3S4.
1 - 25 pF; 2, 3 - 2X460 pF; 4 - 250 pF; 5 - 100 pF; 6 - 500 pF; 7 - 50.000 pF; 9 - 1 M-ohm, 1/4 W; 10 - 50 K-ohm; 11 - cuffia; 12 - 67,5 V; 13 - 1,4 V.
Fig. 2 — 1 - 100.000 pF; 2 - 5000 pF; 3 - 1000 ohm; 4 - 1 M-ohm; 5 - rapporto 1 a 3 o 1 a 5; 6 - 10.000 ohm, impedenza primario; 7 - altoparlante magnetodinamico (da 40 a 80 mm circa di diametro).

CONSULENZA di

I1PS (Piero Soati)

88. CERTIFICATI DXCC, WAC, WAS, ecc., SCALA INTENSITA', ABBREVIAZIONI.

Sig. Gaggioli E., Zoagli.

Per quanto si riferisce all'apparecchio BC 348 le risponderò direttamente a giorni inviandoLe qualche notizia sulle principali modifiche da apportare a tale tipo di radio-ricevitore.

Il certificato DXCC (DX Century Club) spetta a tutti coloro che abbiano stabilito collegamento bilaterale, confermato da QSL, con cento paesi nel periodo post-bellico. Il WAC (lavorato tutti i continenti) può essere richiesto da coloro che abbiano stabilito contatto bilaterale con almeno una stazione per continente. Il WAS (lavorato tutti gli stati) viene assegnato a chi sia entrato in contatto bilaterale con tutti i 48 Stati del Nord America. Esistono numerosissimi altri diplomi dato che in genere ogni associazione di ciascun paese ne concede almeno uno. In Italia ad esempio esiste il WAI.

Per ottenere i suddetti diplomi in genere è sufficiente inviare le cartoline QSL confermanti gli avvenuti QSO alla Associazione radiantistica alla quale Lei è iscritto oppure all'ente della nazione che ha istituito il certificato.

L'abbreviazione YL significa Signorina, XYL, Signora. Effettivamente nel codice radiantistico, a differenza di quello commerciale, si usa il codice S dall'1 al 9 per segnalare l'intensità, e l'R (che in fonia sovente è sostituito dal W) dall'1 al 5 per indicare l'intelligibilità.

89. INFORMAZION RADIANTISTICHE. OSCILLATORE E.C.O.

Sig. Toselli G., Genova.

I « codici radiantistici » potrà apprenderli consultando i n. 4 e 7 di questa Rivista, nei quali sono riportate tutte le abbreviazioni in uso. Le norme per svolgere il traffico sono riportate nei numeri 3, 5 e 6. Un manuale che Le sarà senz'altro utile è il « *The Radio Amateur's Handbook* » il quale viene pubblicato anche in lingua spagnuola e che eventualmente possiamo interessarci per procurarglielo. I diversi tipi di antenne, compresa quella Levy, sono state illustrate nel n. 8 di questa Rivista.

La spesa di iscrizione alle due associazioni radiantistiche è la seguente: ARI, Lire 2.500 annuali, minori di 21 anni Lire 1.250. - RCA, Lire 1.350 annuali, juniores Lire 750.

Per ECO (Electron Coupled Oscillator) s'intende un oscillatore di discreta stabilità, che al contrario degli oscillatori a cristallo, permette di effettuare notevoli spostamenti di frequenza. L'accoppiamento fra il circuito oscillatore e quello di carico avviene internamente, ad un pentodo, per mezzo del flusso elettronico da cui il nome di « oscillatore ad accoppiamento elettronico ».

In questo tipo di oscillatore la corrente anodica è indipendente dal potenziale anodico e dalla impedenza di carico del circuito anodico. Quindi, se il potenziale anodico minimo non è troppo basso non si verifica alcuna influenza fra la parte della valvola che funziona come oscillatrice ed il circuito di uscita. Oggigiorno però è consigliabile realizzare oscillatori a frequenza variabile dei tipi *Clapp* o del tipo *Franklin* i quali permettono stabilità di frequenza molto più elevate.

Il Club da Lei segnalato non è altro che una associazione radiantistica la quale stampa un proprio manuale e svolge anche dei corsi professionali per corrispondenza.

90. FUNZONAMENTO DEL TETRODO A FASCIO 807 IN CLASSE C.

Sig. Sanguineti C., Genova.

Per il servizio telegrafico in Classe C (con valvola 807) si richiede che la manipolazione telegrafica riduca a zero la potenza di uscita quasi istantaneamente alzando il tasto e riporti quasi istantaneamente la potenza al massimo valore abbassando lo stesso. La manipolazione si può fare sia interrompendo la tensione continua anodica sia interrompendo l'eccitazione ad alta frequenza della griglia. A tasto alzato, tensione, corrente, e dissipazione non devono superare i valori massimi indicati.

La tensione di schermo non può essere ottenuta per caduta dato che in tal caso raggiungerebbe valori pericolosi a tasto alzato. Essa deve essere ottenuta da una sorgente perfettamente regolabile. Qualora sia richiesta una potenza maggiore di quella fornita da una sola valvola potrà usare un circuito in controfase o in parallelo. In tal caso la potenza disponibile è presso a poco il doppio che nel caso precedente. E' da tenere presente che con un circuito in parallelo non è necessario aumentare la tensione di eccitazione la quale invece deve essere raddoppiata nel circuito in controfase. In entrambi i casi la potenza di eccitazione richiesta è circa il doppio di quella necessaria ad una sola valvola mentre la polarizzazione rimane invariata.

Il circuito in controfase ha il vantaggio di eliminare dal circuito le armoniche pari e di facilitare il bilanciamento dei circuiti ad AF.

Per eliminare eventuali oscillazioni parassite è sufficiente disporre una resistenza non induttiva da 10 a 100 ohm in serie con i collegamenti di griglia di ogni valvola. La tensione anodica max può essere di 750 V ma solo nel caso di servizi intermittenti, altrimenti è bene scendere sui 600 V.

91. CARTE PER RILEVAMENTI RADIOGONIOMETRICI.

Sig. De Franceschi G., Napoli.

Se la differenza di longitudine fra la nave e la stazione è inferiore a 2° i rilevamenti possono essere tracciati direttamente sulla carta di Mercatore, come è in uso nei rilevamenti ottici. Per differenze di longitudine maggiori occorre correggere il rilevamento. Generalmente si usano carte a proiezione gnomonica le quali facilitano il tracciamento dei circoli massimi. L'argomento è troppo ampio per essere trattato su queste colonne, ad ogni modo le consiglio di procurarsi il libro *Radiogoniometria* del Prof. Mario Tenani, nel quale troverà tutte le indicazioni che le necessitano.

La stazione su kc/s 3930 appartiene alla RAI e trasmette il 3° programma. *Buenos Aires* su kc/s 11880 effettivamente è seguibile con molta difficoltà; migliore è la ricezione sui 15 mc/s. In questo periodo le stazioni che emettono segnali campione WWV sono udibili abbastanza bene nelle ore notturne. *

Attrezzatura meccanica ed elettrica per costruttori e riparatori

M. Vasari

Non ha certamente bisogno di essere richiamata in questa sede l'affermazione che le possibilità di lavoro nel nostro campo sono essenzialmente legate all'attrezzatura meccanica ed elettrica di cui si dispone. Chiunque abbia dato inizio ad un'attività professionale qualsiasi ha sicuramente compreso che l'abilità personale non è sempre sufficiente a sopperire alle esigenze del lavoro. Ciò vale anche, e specialmente, dal punto di vista della rapidità e della precisione del lavoro stesso.

Appare quindi degna di particolare attenzione questa nuova rubrica che ora si inizia e che è stata vivamente sollecitata da alcuni lettori. In essa si considera completamente l'attrezzatura meccanica ed elettrica di un moderno laboratorio per la costruzione, il collaudo e la riparazione dei radioapparati. Sotto questo aspetto ci si richiamerà necessariamente ad una parte della produzione industriale, più precisamente a quella indispensabile e più affermata.

Delle altre questioni, specie delle apparecchiature elettriche che possono essere facilmente costruite con successo, si daranno tutti i dati necessari alla realizzazione. S'intende anche, con ciò, di manifestare l'apprezzamento che gli organi direzionali di «Radiotecnica» fanno ai desideri espressi dai lettori.

L'attrezzatura meccanica si riferisce, in generale, agli utensili per la lavorazione dei metalli e per il montaggio degli apparecchi

Si comprendono anzitutto tra questi le *morse da banco*, che è utile siano del tipo girevole (fig. 1) e le *cesoie fora-telai* per le sedi dei portatubi (fig. 2).

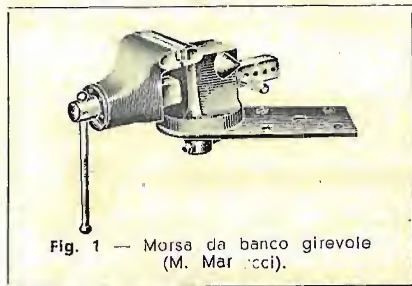


Fig. 1 — Morsa da banco girevole (M. Marcucci).

Particolarmente utili si dimostrano anche le *macchine rivettatrici* a mano e a pedale che rendono più rapido ed elegante il fissaggio di non pochi organi quali, i portatubi, il cambio-tensioni, la presa antenna-terra. la presa fono, ecc.

Nè possono mancare il trapano a mano (fig. 3) ed una serie adeguata di punte elicoidali, di diametro compreso fra 0,5 mm e 10 mm. In questo campo si è sempre più dimostrato indispensabile il trapano elettrico quale è quello riportato in fig. 4. Si tratta, più precisamente, di un'incastellatura monolitica centrale portante gli ingranaggi, il motore ed il ventilatore, il cui peso è risultato inferiore a 2 kg. La costruzione di cui si parla ottiene il raffreddamento della zona di lavoro e la rimozione dei trucioli più leggeri mediante espulsione dell'aria.

Per lavori meno impegnativi, quali sono quelli che si accompagnano alle riparazioni, può servire anche il modello riportato nella fig. 5, più leggero del precedente (meno di 1 kg) e che consente di eseguire nel metallo dei fori non superiori a 6 mm (10 mm con il modello della fig. 5). Particolarmente interessante sapere che un'attrezzo del genere può essere facilmente trasformato in un trapano da banco mediante un semplice supporto, normalmente fornito dal costruttore stesso del trapano a mano.

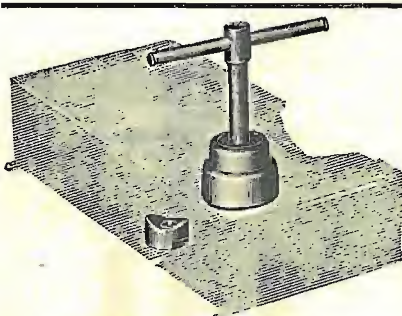


Fig. 2 — Cesoia fora-telai (M. Marcucci).

Un'altro utensile che si è dimostrato molto utile, specie nelle costruzioni moderne di un certo impegno, è la *rettifica elettrica portatile* con corredo di fresette per il metallo e per il legno. Notevole, in proposito, la realizzazione originale americana «*Duro*» (fig. 6), importata in Italia dal Sig. C. Carpi (via Nino Bixio 34, Milano). Si tratta di un motore universale da 42 W per corrente monofase e per corrente continua, interamente montato su cuscinetti a sfere e che compie 20.000 giri. Oltre a funzionare come rettificatrice, essa può servire per fresare delle scanalature e può essere anche installata sul banco mediante un supporto opportunamente orientabile in senso orizzontale ed in senso verticale.

Tra gli altri utensili possono essere considerati indispensabili :

— le chiavi diritte a tubo, in cui si comprende anche una realizzazione universale (fig. 7) provvista di tre bussole di acciaio e che può servire per dadi esagonali comunque compresi fra 5 e 9 mm;

— i cacciaviti semplici e del tipo a ritegno particolarmente indispensabili, questi ultimi, in non pochi casi di difficile accesso;

— i punzoni, le fustelle ed i punteruoli;

— le pinze, le tenaglie, i tronchesini e le chiavi inglesi ad apertura regolabile.

Utilissima anche la serie di attrezzi riportata nella fig. 8 in cui si comprendono :

— uno specchietto;

— un supporto con gancio per il montaggio delle funicelle degli altoparlanti;

— un attrezzo per centrare le lamine dei condensatori variabili;

— un attrezzo per montare le viti ed i dadi in luoghi non accessibili con le mani.

Nè possono essere trascurati nel quadro dell'attrezzatura meccanica il *calibro con punte a coltello*, il *metro a nastro* ed il *micrometro* (palmer), quest'ultimo indispensabile per misurare il diametro dei fili. E' anche utilissima una smerigliatrice a mano (fig. 9) che oltre ad essere adoperata per le punte elicoidali, può servire anche in non pochi altri lavori.

E' ovvio che con gli utensili precisati si può affrontare con successo la costruzione degli apparecchi. Diversi altri organi, quali il tornio da banco, i bilancieri ed i relativi stampi, per quanto utili in diversi casi, appartengono ad una produzione particolare che non è normalmente affrontata in sede di costruzione e di riparazione.

Tra gli utensili di lavoro, il più importante è, senza dubbio, il *saldatore elettrico* che è costruito attualmente in modo da assolvere qualsiasi esigenza di lavoro. Si hanno più precisamente i *saldatori a punta diritta*, a *punta ricurva*

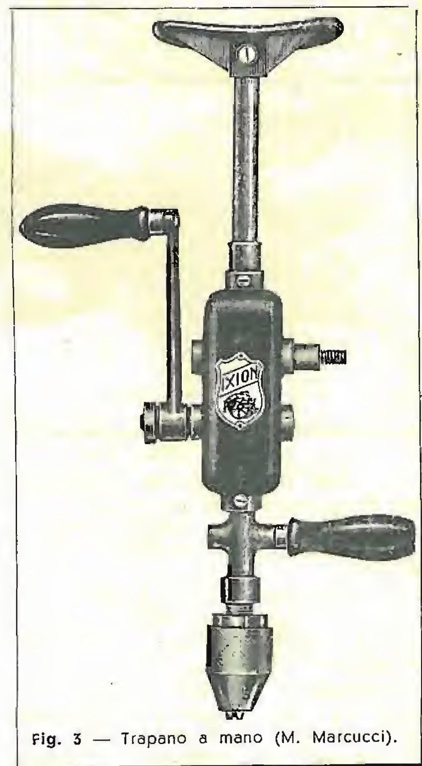


Fig. 3 — Trapano a mano (M. Marcucci).

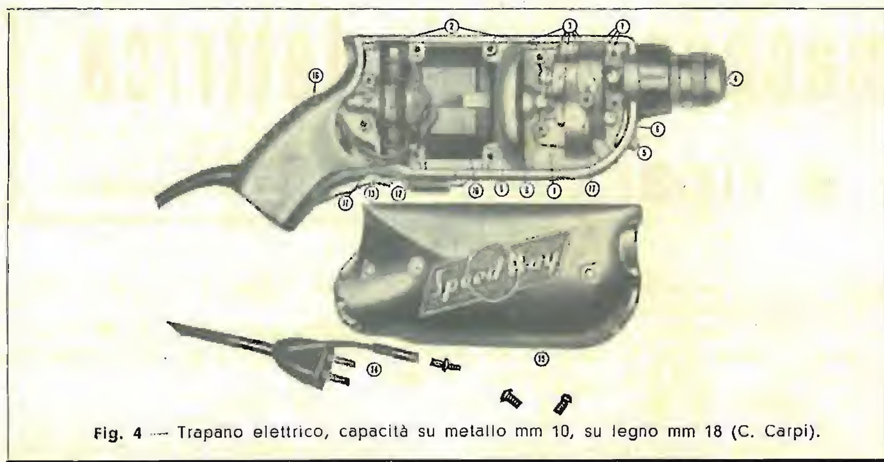


Fig. 4 — Trapano elettrico, capacità su metallo mm 10, su legno mm 18 (C. Carpi).

e a *punta snodabile*, per la tensione alternata della rete, per bassa tensione e per corrente continua (6 o 12 V). Questi ultimi si dimostrano particolarmente utili per il fatto che possono essere collegati ad una batteria di accumulatori del

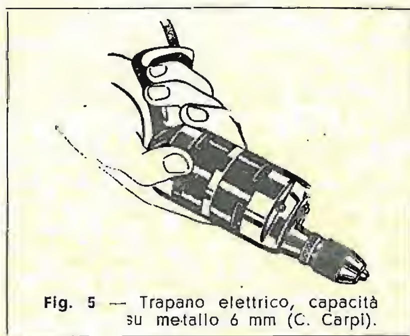


Fig. 5 — Trapano elettrico, capacità su metallo 6 mm (C. Carpi).

tipo adoperato negli autoveicoli. Per il lavoro normale possono servire i saldatori da 50 W, da connettere alla rete a c.a., e quello per batteria di accumulatori. Unitamente ad essi si richiede lo *stagno tubolare con colofonia* e la *pasta disossidante*, purchè non corrosiva.

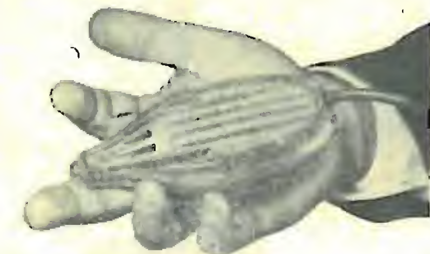


Fig. 6 — Rettifica elettrica portatile « Duro » (C. Carpi).

E' anche utile avere una certa quantità di *stagno vergine*, mantenuta liquida da una resistenza elettrica. Ciò serve per stagnare fili, terminali, reofori, ecc., ecc.

Il lavoro elettrico di montaggio è agevolato da *pinze speciali* (*spelafili*), con le quali si ottiene di togliere il rivestimento isolante.

Interessante la pinza « *vincam* » (figura 10), che compie contemporaneamente le due operazioni di taglio e di asportazione del rivestimento isolante stesso. Oltre a ciò sono da ritenere ovviamente indispensabili i *tronchesini*: specie a tagliente laterale, le *pinze* con

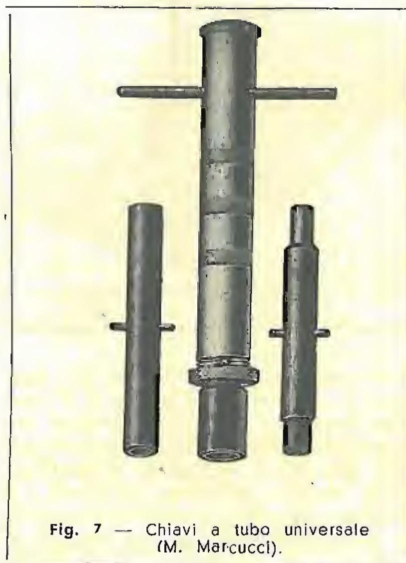


Fig. 7 — Chiavi a tubo universale (M. Marcucci).

becchi lunghi piatti e con becchi mezzotondi.

Per tagliare i fili servono anche le *forbici* degli elettricisti che si costruiscono a punte diritte e a punte ricurve. Nè può essere infine dimenticata la morsa della fig. 11, per altro utile anche in sede di collaudo e che consente di mantenere il telaio nella posizione più conveniente.

Per eseguire il lavoro di collaudo dei radioapparati, è molto utile un *supporto cilindrico isolato comprendente un nucleo di ferro ad un estremo ed un nucleo di ottone all'altro estremo*. Si ricorre a questo attrezzo per controllare sperimentalmente il valore delle induttanze di accordo. Nel caso, per esempio, che si proceda all'allineamento di un gruppo di A.F. con bobine sprovviste del nucleo di ferro regolabile, può essere utile controllare l'uscita del ricevitore mentre si introduce nella bobina il nucleo di ferro oppure quello di ottone. Un eventuale aumento di uscita dimostra infatti, immediatamente, che l'induttanza della bobina è scarsa, oppure che essa è eccessiva.

Le regolazioni dei nuclei di ferro adoperati nei gruppi di alta frequenza e nei trasformatori per la frequenza intermedia, richiedono una serie di *chiavi a tubo* e di *cacciaviti* ad altissimo isolamento per escludere l'influenza della mano dell'operatore.

Indispensabili sono da considerare infine le *colle*, i *solventi* e le *vernici*. Le colle si adoperano per fissare i fili delle bobine e per sottrarre gli avvolgimenti stessi all'influenza delle condizioni ambientali. A questo scopo servono le colle alla cellulosa che sono adoperate anche per i bordi dei coni degli altoparlanti, per il panno di feltro dei piatti fonografici, per gli zoccoli dei tubi, ecc.

Gli avvolgimenti dei trasformatori di alimentazione e di uscita e le bobine di campo degli altoparlanti, possono essere ricoperti con uno strato di *vernice isolante alla bachelite*, che preserva gli avvolgimenti stessi dall'umidità.

Un interessante ritrovato nel campo dei diluenti è da ritenere lo *Stripx Marko* (*M. Marcucci*), che serve a togliere completamente lo smalto dei fili mediante semplice immersione. Nè può essere dimenticata la *soluzione di polistirene*, necessaria per le bobine e per i circuiti ad altissima frequenza ed anche il *te-*

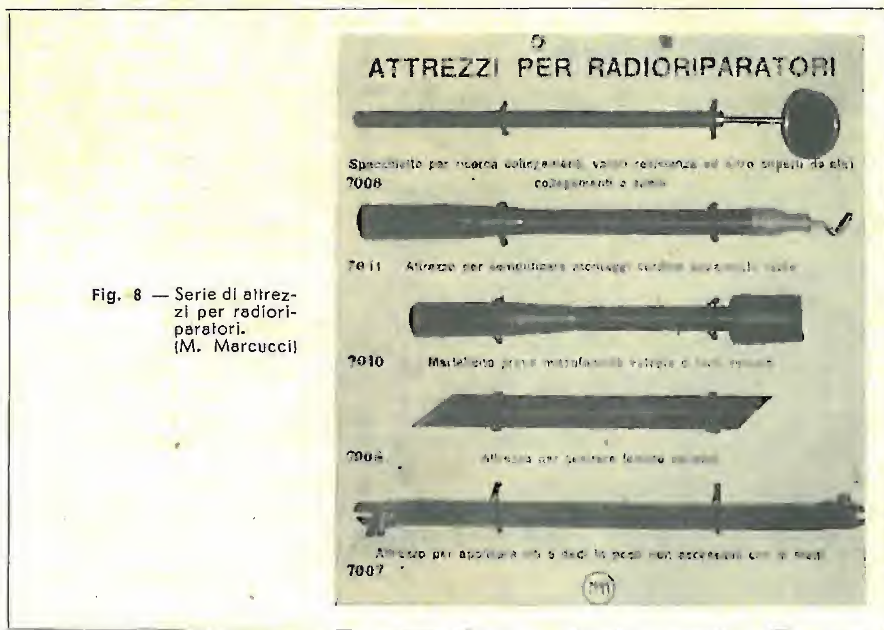


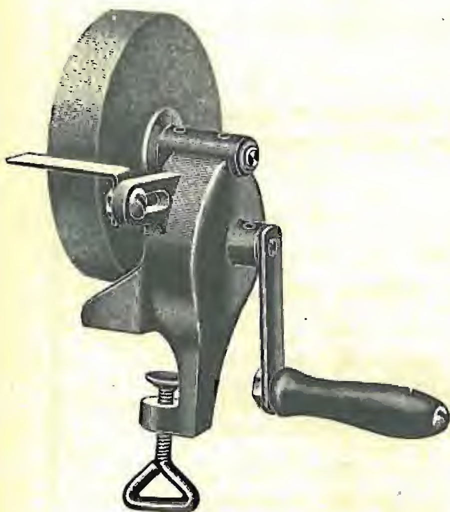
Fig. 8 — Serie di attrezzi per radioriparatori. (M. Marcucci)

tracloruro di carbonio, che non altera gli isolanti e che serve ottimamente per pulire i contatti dei commutatori ed i terminali dei portatubi.

Si dirà nel fascicolo N° 21 delle moderne apparecchiature di controllo dei ricevitori normali, di quelli per FM e dei televisori. In tale fascicolo si riporterà, più precisamente, lo schema dettagliato di un'apparecchiatura unica destinata ad assolvere completamente le esigenze di qualsiasi collaudo.



Fig. 10



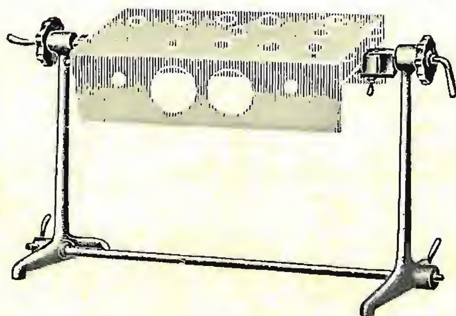


Fig. 9 (Produzione M. Marcucci) Fig. 11

In ascolto su 7 Mc/s

P. SOATI

Questa volta abbiamo creduto opportuno segnalare tutte le stazioni Radiofoniche che sono state udite durante il mese di Luglio sulla gamma dei 7 Mc/s, la qual cosa oltre ad essere utile agli amatori della ricezione su onde corte interessa in modo particolare i radianti che desiderino controllare la taratura dei loro ricevitori e trasmettitori, su tutte le bande di loro competenza.
Il procedimento per effettuare tale taratura, e che abbiamo già indicato in passato, è semplicissimo. Azzerando, a mezzo del ricevitore, il trasmettitore, ad esempio, su di una stazione su 7100 kc/s la sua seconda armonica si potrà riscontrare sul ricevitore su 14200 kc/s, la terza su 21300 kc/s e la quarta su 28.400 kc/s. Segnati questi punti sul ricevitore e portando rapidamente il TX su queste gamme si potrà effettuare la taratura diretta di quest'ultimo. Data l'elevata stabilità delle stazioni radiofoniche, effettuando la suddetta operazione per alcune di queste si potrà avere un discreto numero di punti tarati. Eventuali frequenze intermedie si otterranno per interpolazione.

CODICE:
Nessuna indicazione: frequenza stabilissima; s = frequenza variabile ± 100 c/s; v = frequenza variabile ± 1 kc/s; M = stazioni udibili al mattino; P = al pomeriggio; S = alla sera; N = alla notte; A = udibile saltuariamente.

kc/s 7004v VALLADOLID S - 7008s KARACHI S - 7019v MALAGA S - 7036, 5s VALENCIA PS - 7052v SALONICCO PS - 7087v MADRID S - 7100 URSS PS - 7105s PARIS S - 7110 ROMA P - 7115s PARIA (Capo Verde) S - 7115 MOSCA S - 7120 LONDRA A - 7120v JANNINA (Grecia) PS - 7125s DELHI PS - 7127, 5s TANGER PS - 7125 LONDRA PS - 7145v VARSAVIA PS - 7150s VARSAVIA PM - 7150 LONDRA SN - 7155 MONACO S - 7153v VARSAVIA S - 7160s PARIGI S - 7165s URSS PS - 7170s DELHI PN - 7175s VARSAVIA PS - 7177,5 URSS SN - 7185 LONDRA PSN - 7190s COLOMBO (Ceylon) P - 7200 LONDRA S - 7201v CADICE S - 7210 LONDRA PSN - 7210 SCHWARZENBURG N - 7219,5s OSLO S - 7213,5v TANGERI P - 7215s URSS SN - 7220s PARIGI P - 7220v AUSTRALIA P - 7221v BUDAPEST PS - 7225 URSS PN - 7230 LONDRA S - 7235 TANGERI S - 7234v CARTAGENA (Spagna) PS - 7240v DELHI P - 7240s PARIS S - 7245s VIENNA MPS - 7250 MONACO MPS - 7260 LONDRA PS 7260 URSS S - 7260s COPENAGHEN PS - 7265s URSS N - 7270s MOTALA MP - 7270s TANGERI NM - 7280s URSS PSN - 7280 VATICANO S - 7285s TANGERI PS - 7290s AMBURGO PS - 7295s URSS S - 7298,5s ATENE P - 7300 LONDON A - 7310 URSS S - 7310v MURCIA (Spagna) A - 7325 LONDRA S - 7330s URSS S - 7340s URSS PS - 7360s URSS SN - 7380 MADRID S - 7400 URSS A.

per telescrivente

La Stazione Televisiva di Milano che è stata portata sul canale 200-207 Mc/s, da qualche giorno effettua trasmissioni di prova, specie nelle ore pomeridiane, che molto probabilmente continueranno fino alla messa a punto del trasmettitore. Come è noto le emissioni regolari dovrebbero avere inizio nel mese di settembre

Le trasmissioni attuali risultano così stabilite:
lunedì, martedì, mercoledì e *venerdì*: dalle 15 alle 17.
giovedì: dalle 20 alle 22.30,
sabato: dalle 10 alle 13,

***

Alla Fiera di Bruxelles è stato sperimentato, per la prima volta in Europa, un servizio telefonico-visivo.

I visitatori della Fiera potevano utilizzare un apparecchio telefonico con il quale era possibile scegliere 5 numeri diversi corrispondenti ad altrettante artiste note degli ambienti radiofonici e cinematografici. Contemporaneamente al collegamento telefonico, su uno schermo posto superiormente all'apparecchio compariva l'immagine del corrispondente. Tale innovazione a quanto pare ha impressionato favorevolmente il pubblico che ha visitato la Fiera.

***

A seguito del mio elenco pubblicato nei numeri precedenti, il signor *De Besi*, 1° Marconista del piroscafo «Homeland», mi indica una stazione che sarà utile per coloro che desiderano effettuare allenamento di ricezione.

Tale stazione, oltre lanciare la « Presse » in lingua svedese, quindi particolarmente utile per esercitazioni, effettua traffico a macchina a velocità diverse, usando anche caratteri accentuati. Trattasi della stazione di Gotemborg, nominativo SAG. Servizio stampa alle ore italiane 0200-0230 su Kc/s 8525 e Kc/s 12.695, ore 0648-0715 su Kc/s 12.695, ore 2200-2230 su Kc/s 8525.

***

Come è noto, le Camere dei Deputati e del Senato hanno approvato il 14 marzo u.s. alcune modifiche da apportare agli artt. 178, 269 e 270 del Codice delle Telecomunicazioni e postale, inerenti i servizi radioelettrici. I commi 2 e 6 dell'articolo 178 riguardano in modo particolare i radianti e di essi il Ministero interessato ha provveduto ad inviarne una copia a tutti gli interessati. Il contenuto di tali articoli è stato da noi riportato nel servizio consulenza dei numeri scorsi.

***

L'effetto *Doppler* per il quale la frequenza dell'onda riflessa da un oggetto in movimento differisce dalla frequenza dell'oggetto in questione, è stato applicato al radar dimodocchè oltre alla distanza di un ostacolo è possibile conoscerne la velocità di spostamento. *

FORMOLE - TABELLE - DATI - NOMOGRAMMI

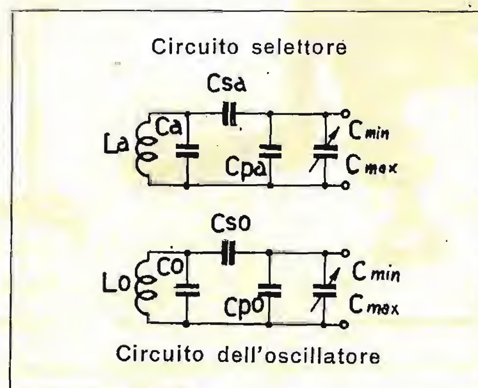
Ha inizio in questo fascicolo una nuova rubrica che è stata suggerita da diversi lettori e che ha lo scopo di presentare concisamente ed in forma immediatamente utilizzabile, formole, tabelle, dati e nomogrammi, normalmente adoperati per il progetto dei radioapparati.

Si tratta quindi di un documentario professionale già pronto il cui scopo è quello di evitare al lettore il lavoro di ricerca e di raccolta con conseguente possibilità di incorrere in errore.

A. Visconti, Dirigente Tecnico della "Aster Radio"

1. Formole per il calcolo del monocomando dei circuiti oscillanti in un ricevitore a supereterodina con espansione di gamma. Diminuzione del rapporto fmax/fmin con due condensatori fissi, uno in serie ed uno in parallelo al condensatore variabile di accordo.

A. Significato dei simboli.
La, Lo = induttanze di accordo;
Ca, Co = capacità minime di accodo;
Csa, Cso = capacità dei condensatori in serie;
Cpa, Cpo = capacità dei condensatori in parallelo;
Cmin, Cmax = capacità minima e massima del condensatore variabile.
MF = Frequenza intermedia.



B. Valori noti.
Cmin, Cmax, Ca, Co, Fmin, Fmax, MF.

C. Valori da calcolare.
Cpa, Cpo, Csa, Cso, La, Lo.

D. Impostazione e sviluppo del calcolo.
Posto $U = fmax/fmin$, e

$$Cint = \sqrt{Cmax \cdot Cmin}$$

si calcolano nell'ordine i valori di **p, A, B,** mediante le formole:

$$p = \frac{Cmax \cdot U\,(Cint - Cmin) - Cmin\,(Cmax - Cint)}{Cmax - Cin - U\,(Cint - Cmin)}$$

$$A = \frac{(Cmax - p)\,(Cint + p) - U\,(Cint - p)\,(Cmax + p)}{2\,U\,(Cmax + p) - 2\,(Cint + p)}$$

$$B = \frac{p.\,Cmax\,(Cint + p) - p.U.Sint\,(Cmax + p) - Ca\,(Cint + p)\,(Cmax + p)\,(U - 1)}{U\,(Cmax + p) - (Cint + p)}$$

Si ha quindi:

$$Cpa = A - \sqrt{A^2 - B},$$
$$Csa = p - Cpa$$

e posto $a = (10^9/2\pi fma)^2$, che rappresenta la costante oscillatoria per la frequenza fmax, (**C** in pF, **L** in μH, f in Kc/S), si ha:

$$La = a\left(Ca + \frac{(Cmin + Cpa)\,Csa}{Cmin + Cpa + Csa}\right)$$

Ponendo quindi
$U = (fmax + MF)/(fmin + MF)$
e $b = (10^9/2\pi fmax + MF)^2$,
che è la costante oscillatoria LC per fmax + MF del circuito del generatore per la frequenza locale, si calcolano nell'ordine, Cpo, Cso ed Lo seguendo il procedimento esposto per il circuito selettore cioè, determinando anzitutto nell'ordine i valori di **p', A', B'.**

Si ha infatti:

$$p' = \frac{Cmax \cdot U\,(Cint - Cmin) - Cmin\,(Cmax - Cint)}{Cmax - Cint - U\,(Cint - Cmin)}$$

$$A' = \frac{(Cmax - p')\,(Cint + p') - U\,(Cint - p')\,(Cmax + p')}{2\,U\,(Cmax + p') - 2\,(Cint + p')}$$

$$B' = \frac{p'Cmax\,(Cint + p') - p'UCint\,(Cmax + p') - Ca\,(Cint + p')\,(Cmax + p')\,(U - 1)}{U\,(Cmax + p' - (Cint + p')}$$

per cui risulta:

$$Cpo = A' - \sqrt{A'^2 - B'}$$
$$Cso = p' - Cpo$$

$$Lo = b\left(Co + \frac{(Cmin + Cpo)\,Cso}{Cmin + Cpo + Cso}\right)$$

Corso Teorico-Pratico di RADIOTECNICA

Giuseppe Termini  ***Lezione XIX***

SULLO SVILUPPO DEL CORSO

Nel fascicolo N° 18 (pag. 561), si è completato l'argomento della modulazione, trattando quella per variazione di frequenza i cui aspetti teorici e pratici sono stati anche illustrati ampiamente su queste pagine dall'Egr. Dott. A. Recla. Successivamente si sono studiati gli amplificatori elettronici seguendo il criterio classico di suddivisione per quanto sia noto che esso, pur riferendosi alla maggior parte dei casi pratici, non possa ritenersi completo.

Si esaminano ora gli amplificatori con due tubi in connessione simmetrica e si considerano successivamente i diversi aspetti dell'amplificazione nel campo dei ricevitori moderni.

Nel fascicolo N° 21 si studieranno i circuiti atti a fornire delle oscillazioni alternative persistenti.

CONNESSIONE SIMMETRICA DI DUE TUBI

Si dà il nome di *connessione simmetrica* ed è detta anche in *push-pull* od in *controfase*, una particolare disposizione comprendente due tubi, all'ingresso dei quali si applicano due tensioni in opposizione di fase tra loro e che consente di ricavare, dall'uscita di essi, due tensioni alternative parimenti di fase opposta. Queste condizioni possono ottenersi con lo schema riportato in fig. 1. La tensione eccitatrice è in tal caso ricavata dal secondario del trasformatore d'ingresso *A*, in cui si comprende il centro elettrico *o* che è connesso ai catodi dei tubi e che suddivide il secondario stesso in due parti esattamente simmetriche rispetto al primario.

In questo modo si ricavano dal secondario due tensioni alternative in opposizione di fase, ma di uguale valore assoluto. Infatti, mentre la griglia di uno dei due tubi riceve la semialternanza positiva della tensione eccitatrice, a quella dell'altro tubo risulta applicata la semialternanza negativa.

Per tale fatto, i circuiti anodici dei due tubi, che sono collegati al primario di un altro trasformatore (*di uscita*), anch'esso provvisto di centro elettrico, sono percorsi da due correnti alternative in opposizione. Queste correnti si sovrappongono, più precisamente, alle correnti continue di alimentazione degli anodi.

Ciò premesso, si osserva anzitutto che le correnti continue di alimentazione degli anodi circolano in senso contrario nel primario del trasformatore di uscita e che, per tale ragione, l'effetto magnetizzante nel nucleo di ferro del trasformatore è nullo se le due correnti stesse sono uguali. E' quindi evidente che se questa condizione sussiste realmente, come infatti è ottenuto in pratica, si esclude la possibilità di raggiungere la saturazione del nucleo e si evitano quindi le distorsioni che ne conseguono.

Quanto avviene nel trasformatore di uscita per effetto delle correnti alternative può essere spiegato come segue. Le tensioni provocate da queste correnti sono di fase opposta alle correnti alternative che risultano invece in fase con la tensione eccitatrice. Da ciò la presenza di una tensione fra *a* e *c* di fase opposta a quello che si ha fra *b* e *c* (fig. 1).

Se si suppone che alla griglia del tubo T1 sia applicata una tensione che cresce in senso negativo (il che significa che aumenta il valore della tensione negativa), si determina una diminuzione di corrente anodica per cui diminuisce anche la caduta di tensione provocata dall'avvolgimento *a-c* del trasformatore di uscita. Questa caduta di tensione si sottrae alla tensione applicata all'anodo dando luogo ad una tensione risultante che è crescente, in senso positivo, col diminuire della caduta stessa di tensione e che rappresenta la tensione alternativa fornita dal tubo T1.

Avviene però nel contempo che, mentre la tensione di griglia del tubo T1 cresce in senso negativo, quella del tubo T2 cresce in senso positivo, per cui aumenta l'intensità della corrente anodica del tubo ed aumenta quindi anche la caduta di tensione provocata dalla sezione *b-c* del primario. A questo aumento segue una diminuzione della tensione alternativa fornita dall'anodo del tubo T1.

Può quindi affermarsi che l'opposizione di fase esistente fra le tensioni applicate alle griglie sussiste anche fra le tensioni ricavate dagli anodi quando i rispettivi circuiti di carico siano simmetrici rispetto al potenziale di riferimento, rappresentato dal catodo, che è connesso infatti al centro elettrico del primario del trasformatore di uscita attraverso il generatore di alimentazione degli anodi. In tal modo le componenti alternative della corrente anodica provocano una magnetizzazione alternativa del nucleo che è proporzionale alla somma dei valori assoluti delle componenti stesse e che inducono, nel secondario, delle correnti che si sommano.

Il funzionamento dello stadio in controfase riportato in fig. 1, può chiaramente vedersi esaminando la fig. 2, in cui si sono tracciate le caratteristiche dinamiche dei due tubi.

Gli assi delle correnti *Ia* (ordinate) risultano a 180° l'uno

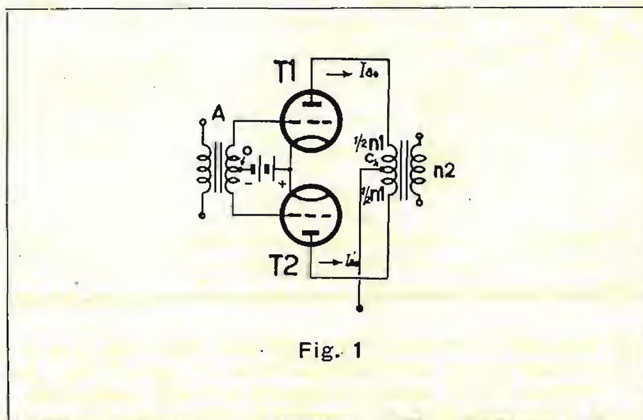


Fig. 1

dall'altro per tener conto dell'opposizione di fase fra le tensioni eccitatrici e della conseguente opposizione di fase fra le correnti anodiche. A questa relazione di fase si accompagna un'altro legame rappresentato dal fatto che i due tubi, intesi identici, sono fatti lavorare nelle medesime condizioni, per cui i corrispondenti punti di funzionamento (P) risultano distribuiti sulla medesima ordinata tracciata in corrispondenza del potenziale di polarizzazione Vg. Da questo grafico si rileva subito che, in conseguenza alla curvatura della caratteristica dinamica, la corrente anodica è formalmente diversa dalla tensione di griglia. Ciò significa che nel circuito anodico coesistono diverse correnti a frequenza multipla della frequenza eccitatrice (armoniche) e che, per tale fatto, ciascun tubo provoca una distorsione, cioè una variazione di forma. E' facile però vedere che se si sommano i valori istantanei delle correnti alternative, si ottiene una corrente risultante che segue la stessa forma della tensione eccitatrice.

In particolare, sommando i valori istantanei delle correnti a frequenza doppia di quella eccitatrice (seconda armonica), precisate nel grafico con linee a tratti, si osserva che la corrente risultante, appartenente a tale frequenza è nulla, mentre non lo

è quella ottenuta sommando le correnti a frequenza tripla (terza armonica, linea a tratti).

La conclusione di notevole portata che può quindi farsi è che, con la connessione in controfase, le armoniche di ordine pari si annullano mentre quelle di ordine dispari (tra cui la prima armonica o fondamentale) dànno luogo ad una corrente risultante. Segue anche una particolare precisazione sui tubi che si possono più convenientemente adoperare in uno stadio in controfase. E' conveniente che essi forniscano prevalentemente la seconda armonica, che non compare all'uscita, in quanto la terza armonica e le armoniche dispari di ordine ancora più elevato raggiungono un'ampiezza sempre più minore e possono essere facilmente eliminate mediante un ramo di dispersione attuato con un semplice condensatore.

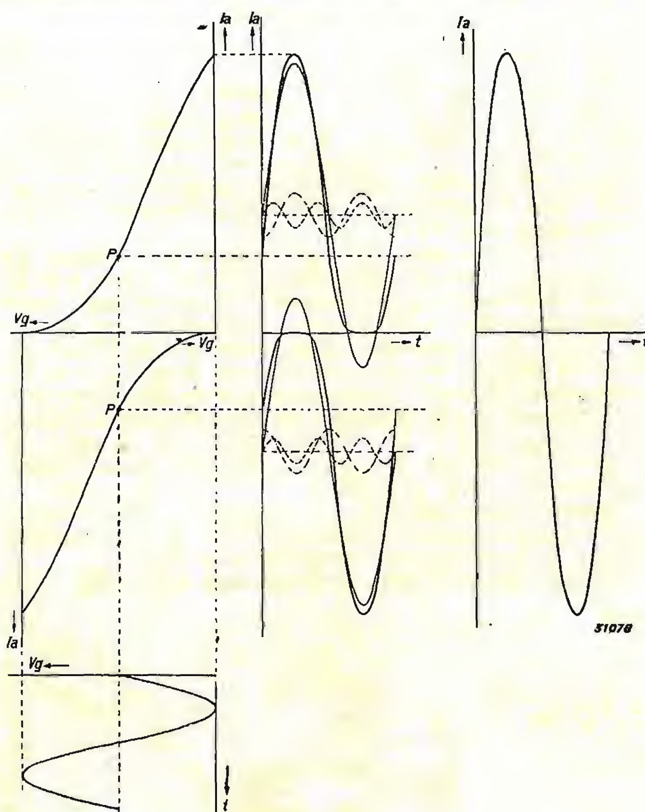


Fig. 2
J. DEKETH - *Bases de la technique des tubes de T.S.F.* (N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven).

Occorre quindi dire che il fenomeno della distorsione è in relazione all'andamento delle caratteristiche dei tubi e che, per tale fatto, con i triodi prevale la seconda armonica mentre con i pentodi è più evidente la terza armonica. Ciò spiega il notevole uso dei triodi negli stadi in controfase, anche se i pentodi consentono di raggiungere un rendimento largamente più elevato.

FUNZIONAMENTO IN CLASSE B DI UNO STADIO IN CONTROFASE.

In pratica è particolarmente importante il funzionamento in classe *B* che è ottenuto, come si è detto, (« *Radiotecnica* », N° 18) applicando alle griglie una tensione di polarizzazione pressochè uguale al potenziale d'interdizione della corrente anodica. Si osserva infatti facilmente che facendo funzionare in classe B un solo tubo, risulta alterata la legge di successione dei valori istantanei della tensione eccitatrice (distorsione di forma), mentre ciò non si verifica quando i due tubi sono connessi in controfase per il fatto che le variazioni di forma sono mutualmente eliminate.

Le due caratteristiche dinamiche riportate in fig. 3, si riferiscono appunto al funzionamento in classe B e dimostrano che le distorsioni (variazioni di forma) sono relativamente più importanti quanto più diminuisce l'ampiezza della tensione eccitatrice. Ciò è spiegato dall'importanza che assumono in tal caso i gomiti inferiori delle caratteristiche dinamiche stesse. Con il funzionamento in classe B è pertanto notevole l'estensione delle caratteristiche dinamiche interessate della tensione eccitatrice ed è quindi particolarmente elevato il rendimento di conversione di ciascun tubo, calcolato dal rapporto fra la potenza alternativa ricavata e quella a c.c. spesa per l'alimentazione degli anodi. Notevole anche il fatto che la potenza assorbita da uno stadio in classe B cresce col crescere dell'ampiezza della tensione eccitatrice ed è pertanto minima quando la tensione eccitatrice stessa è nulla, mentre risulta costante con il funzionamento in classe A, perchè in tal caso rimane costante il valore medio della corrente anodica. Si dimostra in proposito col calcolo, che il rendimento teorico di conversione in classe A è del 50%, mentre in corrispondenza della massima potenza di uscita due pentodi in classe B hanno un rendimento uguale al 78,5%.

Occorre considerare un particolare aspetto del funzionamento in classe B, il cui circuito di griglia può essere anche percorso da una corrente durante una frazione del periodo della tensione eccitatrice. Ciò avviene evidentemente quando l'elongazione positiva della tensione eccitatrice raggiunge la regione della corrente di griglia. In queste condizioni l'impedenza del circuito d'ingresso dei tubi diminuisce e si verifica in esso una dissipazione di potenza. E' quindi evidente che il tubo che precede uno stadio in classe B con corrente di griglia, e che è detto anche con voce inglese *driver*, dev'essere accoppiato ad essi mediante un trasformatore di adattamento, per lo più con rapporto di trasformazione in discesa, andando dal *driver* stesso all'ingresso dei tubi in classe B, per tener conto dei diversi valori delle impedenze in giuoco. Oltre a ciò, è anche evidente che il *driver* deve poter fornire la potenza richiesta ad ogni frazione del periodo della tensione di comando e che, affinchè ciò avvenga, la resistenza interna di questo tubo dev'essere minima, condizione questa che agevola anche la soluzione del problema di adattamento fra le due diverse impedenze in giuoco.

Per quanto riguarda invece il rapporto di trasformazione del trasformatore di uscita, si fa osservare anzitutto che i tubi risultano alternativamente all'interdizione (corrente anodica nulla) e che il carico di ciascuno è rappresentato dalla metà dell'avvolgimento primario, per cui dev'essere Za=Ri (essendo *Za* l'impedenza di ciascuna metà ed *Ri* la resistenza interna di un tubo). Ciò precisa che l'impedenza complessiva del primario. misurata cioè fra placca e placca deve corrispondere al doppio del valore ottimo richiesto da ciascun tubo. In questo caso il rapporto di trasformazione n1/n2, risulta

$$n1/n2 = \sqrt{\frac{4\ Va_0}{Iamax.Zb}} \qquad \text{(fig. 1)},$$

avendo indicato con Va_0 la tensione anodica, con *Ia max* l'ampiezza della corrente alternativa e con *Zb* l'impedenza della bobina mobile.

GLI AMPLIFICATORI ELETTRONICI NELLA TECNICA DEI RADIORICEVITORI.

Le proprietà amplificatrici dei tubi trovano un'applicazione essenziale nella tecnica dei radioricevitori. Si incontrano in tale campo due esigenze fondamentali rappresentate dalla necessità di ricavare, dall'uscita dell'amplificatore, una *tensione* in un caso, mentre è richiesta una *potenza* nell'altro caso. In relazione a questa diversa prestazione variano le costanti elettroniche dei tubi, pur risultando uguale la struttura elettrodica di principio.

Così, per esempio, i pentodi per l'amplificazione di tensione ad alta frequenza, sono caratterizzati dal valore rilevante della resistenza interna (anche > di 1 M-ohm), mentre quelli per l'amplificazione di potenza hanno una resistenza notevolmente inferiore (generalmente < di 100 K-ohm).

Varia anche, ed è ovvio, il valore della potenza dissipabile sull'anodo che è importante nel caso dell'amplificazione di potenza mentre è trascurabile per l'amplificazione di tensione.

Il comportamento di un tubo per l'amplificazione di tensione, è essenzialmente legato a due fattori, cioè :

a) al valore della conduttanza mutua di esso; l'amplificazione di tensione *A*, può essere infatti considerata uguale al prodotto S.Ra (essendo *S* la conduttanza mutua del tubo ed *Ra* l'impedenza a carattere ohmico del carico anodico) nel caso, molto frequente in pratica con i pentodi, che il valore della resistenza interna del tubo *Ri*, sia molto più elevato di quello di *Ra*; in particolare, se nell'amplificazione di tensione è interessata una intera banda di frequenze distribuite in un canale di larghezza uguale a *B*, il prodotto A.B, nel quale appare la conduttanza mutua del tubo, rappresenta un termine di valutazione particolarmente importante;

b) al valore della resistenza interna del tubo che però è

da considerare in relazione al valore del carico anodico; si dimostra infatti che l'amplificazione di tensione è tanto più elevata quanto più è importante la resistenza interna del tubo e che, indipendentemente da altre considerazioni, l'amplificazione stessa è massima quando la resistenza dinamica del carico coincide con quella interna del tubo.

Nel campo dei ricevitori normali, destinati cioè alle onde medie e corte, si ricorre esclusivamente ai pentodi per amplificare le tensioni ad alta frequenza. Per amplificare quelle a bassa frequenza si fa uso anche di triodi del tipo, per lo più, ad elevato coefficiente di amplificazione (~ 70).

Quando invece si tratta di amplificare delle tensioni a frequenza estremamente elevata (tale è per esempio il caso dei ricevitori per FM e per TV), la tecnica moderna s'indirizza molto spesso a triodi speciali, caratterizzati cioè da scarso importo delle capacità d'ingresso (capacità griglia-catodo) e di uscita (capacità anodo-catodo), da elevata conduttanza mutua e dal valore particolarmente scarso della resistenza interna.

Nel funzionamento di un amplificatore di tensione occorre considerare un'altra questione di notevole importanza. Con la tensione alternativa che si ricava dal carico coesistono delle

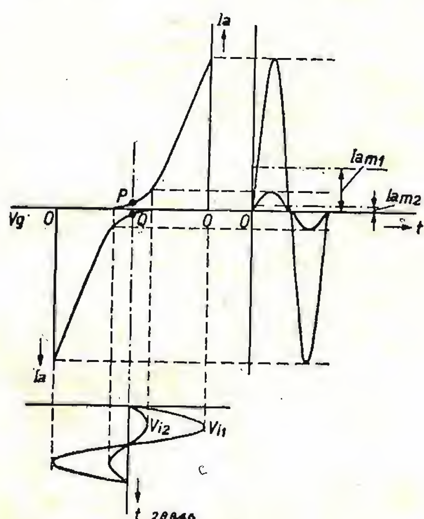


Fig. 3

J. DEKETH, *luogo citato.*

componenti, variabili con leggi imprecisabili, distribuite entro una gamma vastissima di frequenze. Queste componenti, alle quali si dà il nome di *soffio* o di *rumore di fondo*, sono provocate da varie cause, quali, l'irregolare spostamento dei centri di emissione degli elettroni e l'irregolare distribuzione dell'emissione stessa sui vari elettrodi. Si tratta cioè di una manifestazione assolutamente inscindibile dal funzionamento stesso del tubo, che limita l'ampiezza della tensione eccitatrice e che è considerata quantitativamente da quella che è detta la *resistenza equivalente al rumore*.

S'intende con tale frase che l'importo del rumore, spettante al tubo, è da considerare uguale a quello che si otterrebbe per effetto dell'agitazione spontanea della materia in una resistenza connessa all'ingresso del tubo nel caso che, tutte le cause insite nel tubo stesso, siano considerate escluse. Nella scelta del tubo non si può quindi trascurare questo fattore che è però da commisurare come è ovvio, all'ampiezza della tensione eccitatrice.

I tubi per l'amplificazione di potenza dei ricevitori, sono invece caratterizzati, come si è accennato, dallo scarso valore della resistenza interna, il che è giustificato dal contributo determinante apportato dalla corrente anodica al valore della potenza erogata. Nei tubi in questione è anche importante conoscere il valore della massima potenza che può essere dissipata dall'anodo, perchè da esso dipende quello della potenza utilizzata.

Infine, sono anche da considerare le condizioni di funzionamento dei tubi adoperati nei ricevitori. E' ovvio che dovendo conservare la forma della tensione introdotta dal trasmettitore nell'antenna del ricevitore, l'amplificazione di tensione può avvenire unicamente in classe A. Altrettanto deve ottenersi per l'amplificazione di potenza, nel qual caso si può però anche andare in classe AB o in classe B, purchè si ricorra alla connessione in controfase.

*

ESERCIZI DI RADIOTECNICA

A. Una tensione alternativa è applicata all'ingresso di un pentodo EF41 che è accoppiato, a resistenza-capacità, ad un pentodo EL41 comprendente sull'anodo il trasformatore di uscita. Si chiede di tracciare lo schema elettrico tenendo presente che si ha a disposizione un alimentatore che fornisce 250 V con 100 mA e che le condizioni di lavoro di ciascun tubo devono risultare stabilite come segue:

a) tubo EF41:

resistenza di carico:	0,25 M-ohm
resistenza in serie alla gr. schermo:	1 M-ohm
tensione di polarizzazione:	—3 V
intensità della corrente anodica:	0,9 mA
intensità della corrente di gr. schermo:	0,2 mA

b) tubo EL41:

tensione anodica:	250 V
tensione della gr. schermo:	250 V
tensione di polarizzazione:	—7 V
intensità della corrente anodica:	36 mA
intensità della corrente di gr. schermo:	5,2 mA

B. Il costruttore del pentodo per televisori EF42, precisa che la resistenza equivalente al rumore di questo tubo è di 750 ohm. Che significa e quale interpretazione può darsi a questa cifra?

C. Uno stadio amplificatore comprendente una coppia di tubi connessi in controfase, è fatto funzionare in classe B con corrente di griglia. Si domanda quali requisiti devono ricercarsi nel funzionamento del tubo che precede l'amplificatore in controfase.

D. Le caratteristiche note di due tubi sono soltanto quelle qui precisate:

1) tubo T1:	pendenza:	2,2 mA/V
	resistenza interna:	1 M-ohm
	intensità della corrente anodica:	6 mA
	intensità della corrente di gr. schermo:	1,7 mA
2) tubo T2:	pendenza:	9,5 mA/V
	resistenza interna:	20 K-ohm
	intensità della corrente anodica:	53 mA
	intensità della corrente di gr. schermo:	10 mA

Si vuole sapere quale tubo può servire per l'amplificazione di tensione e quale invece per l'amplificazione di potenza.

E. Nella ricerca sperimentale delle cause che impediscono il funzionamento di un amplificatore del tipo precisato nell'esercizio « A », si è visto che la griglia controllo del tubo EL41 ha una tensione positiva uguale a circa 90 V rispetto al catodo. Oltre a ciò tra la massa e la griglia schermo del tubo EF41 non si è trovata alcuna tensione. Si chiede di spiegare questi fatti, nel senso di dire se essi sono normali o se sono invece una conseguenza di fenomeni indesiderati.

F. Per l'alimentazione integrale di un ricevitore portatile si adopera una pila da 1,4 V per i filamenti ed una batteria da 67,5 V per gli anodi e per le griglie schermo. E' però noto che il tubo per l'amplificazione di potenza richiede una tensione di polarizzazione di 6 V. Si domanda con quale disposizione può ricavarsi questa tensione.

RECENSIONI

Traduzione ed elaborazione di Italo Felluga

W. H. BUCHSBAUM - **Connessione di diversi ricevitori per TV ad un'unica antenna.**

(*Radio & Television News, aprile* 1952, *pag.* 48).

La necessità di provvedere ad un'installazione adeguata dell'antenna per TV, è agevolata grandemente dal fatto che una sola antenna può servire per diversi ricevitori.

Le condizioni che conducono alle soluzioni pratiche si riferiscono all'adattamento delle impedenze in giuoco e alla necessità di prevenire l'irradiazione delle oscillazioni locali.

L'adattamento fra le diverse impedenze può essere realizzato mediante un filtro opportuno, più precisamente del tipo ad H riportato nella fig. 1. I condensatori C1 da 1500 pF servono per evitare che avvenga un corto circuito nella rete a corrente alternata nel caso che il potenziale di riferimento (massa) dei ricevitori, sia connesso ad un conduttore della rete. La disposizione interessa due soli ricevitori. I valori dei resistori sono raccolti nell'unita tabella e considerano il caso che l'impedenza della linea, *Zl*, sia di 300 ohm (*twin-lead standard*) e nel caso che essa sia invece di 72 ohm (cavo coassiale).

E' ovvio che per mantenere l'adattamento richiesto anche nel caso che si connetta un solo ricevitore, occorre chiudere l'uscita inutilizzata del filtro con una resistenza uguale all'impedenza d'ingresso del ricevitore.

L'attenuazione provocata dal filtro e che è precisata nella tabella, può assumere due importi diversi a seconda dei valori dei resistori adoperati. Ciò è stato fatto per tener conto della diversa intensità del segnale disponibile in pratica. Occorre anche considerare che l'oscillazione a frequenza locale irradiata da uno dei due ricevitori perviene all'altro ricevitore con un'attenuazione uguale al doppio di quella esercitata dal filtro sulla tensione trasferita all'ingresso dei ricevitori stessi. Si comprende infatti facilmente che, mentre la tensione del segnale interessa una sola cellula, quella a frequenza locale incontra successivamente due cellule. L'importanza di ciò è evidente quando si considera il caso che i ricevitori risultino accordati simultaneamente su due diversi canali. La frequenza del battimento fra la frequenza portante del canale video e quella dell'oscillatore locale può infatti risultare compresa nel canale di funzionamento dell'altro ricevitore.

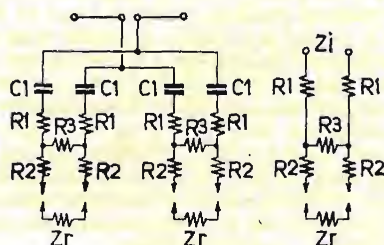


Fig. 1

Zl(¹)	Zr(²)	Vi/Vu	dB	R1	R2	R3
300	300	9	19	75	75	220
300	300	16	24	90	90	160
72	72	9	19	18	18	56
72	72	16	24	22	22	39
300	72	16	24	133	4,7	75
72	300	16	24	4,7	133	75

(¹) Zl - impedenza della linea.
(²) Zr - impedenza d'ingresso del ricevitore.

Per quanto riguarda la realizzazione pratica di questa disposizione, si precisa la necessità di ricorrere a resistori antiinduttivi di piccole dimensioni quali sono cioè per esempio, quelli ad impasto da 1/2 W. Può essere accettata una tolleranza non superiore al 5% del valore precisato e si consiglia una verifica strumentale allo scopo di ottenere che i due resistori R1 abbiano lo stesso valore e che altrettanto avvenga per i resistori R2. Particolare accortezza è richiesta nelle saldature e nella lunghezza delle connessioni fra i singoli resistori. E' opportuno che questa lunghezza non sia superiore a 3 mm.

Infine, per evitare di attenuare il segnale televisivo, il filtro ad H può essere sostituito con la disposizione a trasformatore riportata nella fig. 2, largamente adottata da diversi costruttori. In tal caso, per prevenire il trasferimento dell'oscillazione a frequenza locale da un ricevitore all'altro, occorre ridurre al minimo l'accoppiamento capacitivo ed induttivo fra i circuiti connessi ai ricevitori.

Antenna YAGI per TV.

Tra le diverse antenne che si sono proposte nel campo delle frequenze ultraelevate comprese fra 144 e 420 Mc/s, i migliori risultati sono stati ottenuti con l'antenna di *Yagi*, ideata dal fisico giapponese *Hidetsugu Yagi*.

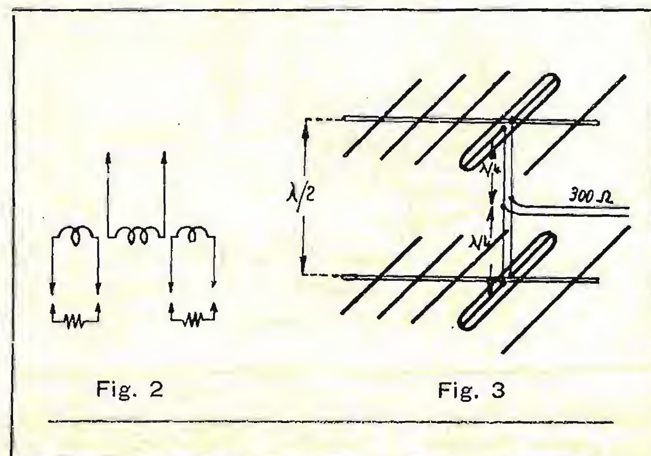


Fig. 2 Fig. 3

Si tratta in realtà della connessione ad un'unica linea di due o più collettori del tipo a dipolo ripiegato a tre fili, con riflettore e con tre elementi direttivi aventi, ciascuno, un'impedenza di 600 ohm. Affinchè ciò possa avvenire adoperando una linea da 300 ohm, è necessario interporre fra la linea stessa e ciascun sistema collettore una linea avente un'impedenza caratteristica

$$Z = \sqrt{300.600} = 425 \text{ ohm}$$

Oltre a ciò è da tener presente che la condizione di adattamento richiesta si verifica solo per la frequenza alla quale la linea stessa è elettricamente uguale ad 1/4 d'onda. Ciò spiega la disposizione riportata nella fig. 3.

W. B. DENNY - **Alcune applicazioni dei tubi considerati delle resistenze variabili.**

(*Radio & Television News. aprile* 1952, *pag.* 72).

Dopo alcune considerazioni di principio sul valore della resistenza interna del tratto catodo-anodo di un tubo, che può essere modificata entro un largo intervallo variando la tensione di polarizzazione, l'A. espone alcune applicazioni pratiche circa la *regolazione manuale del volume, l'espansione e la compressione della dinamica*, nonchè la *soppressione automatica delle perturbazioni* (anti-noise).

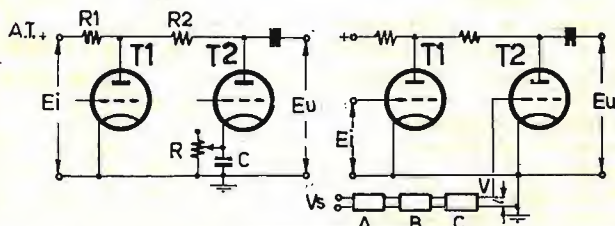
Il *regolatore di volume* riportato nella fig. 4, è particolarmente conveniente nel caso che la regolazione debba avvenire

a distanza, in quanto la componente alternativa è esclusa dall'organo stesso di regolazione. Questa disposizione ha però l'inconveniente di provocare un'attenuazione non superiore a 20 ÷ 25 dB. Si è visto anche che la distorsione è nulla quando la tensione eccitatrice ha un valore massimo non superiore a 10 V. Il funzionamento del circuito è ovvio. La tensione di uscita è cortocircuitata dalla resistenza interna del tubo che è modificata variando la tensione di polarizzazione. Si adopera a tale scopo il resistore *R*, connesso in serie al catodo del tubo T2. Il condensatore *C*, in parallelo ad esso, serve ad escludere le componenti alternative della corrente anodica; così facendo la tensione di polarizzazione del tubo è infatti indipendente dalle componenti stesse.

Per ottenere l'*espansione* o la *compressione* della dinamica, ossia per ottenere un aumento o una diminuzione del contrasto musicale, si ricorre allo schema di principio della fig. 5.

La tensione di polarizzazione del tubo T2, ricavata all'uscita di un filtro di livellamento, preceduto da un rivelatore, può essere negativa o positiva rispetto al potenziale di riferimento (massa) a seconda dell'elettrodo del rivelatore dal quale la tensione stessa è ricavata. Se si tratta, per esempio, di una tensione negativa, la resistenza interna del tubo T2 aumenta

Fig. 4 Fig. 5



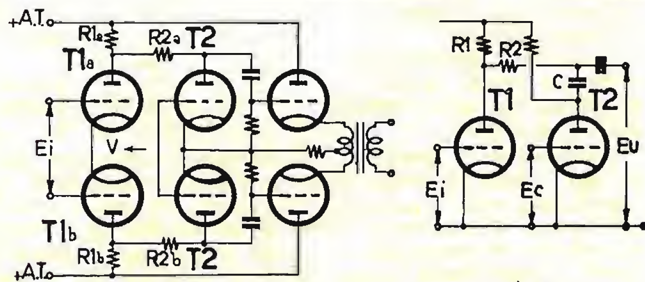


Fig. 6 Fig. 7

col crescere, in valore assoluto, della tensione di polarizzazione, ossia col crescere della tensione a B.F. Diminuisce pertanto la resistenza interna del tubo ed aumenta la tensione di uscita. Si ottiene quindi, in tal caso, un'espansione della dinamica.

Col crescere invece della tensione positiva applicata alla griglia, diminuisce la resistenza interna del tubo T2 ed aumenta l'attenuazione provocata dal tubo stesso sulla tensione di uscita. Ciò dimostra che, invertendo il segno della tensione di polarizzazione del tubo T2, si ottiene una compressione della dinamica. Il sovraccarico anche soltanto istantaneo dei tubi che seguono e che può essere determinato dalla elevata resistenza del tubo T2 e dalla costante di tempo del filtro, relativamente elevata, può essere evitato con lo schema della fig. 6. La tensione di uscita è ricavata, in tal caso, dai catodi di due tubi connessi in push-pull, le cui tensioni d'ingresso sono shuntate dalle resistenze dei tubi T2-*a* e T2-*b*, rese variabili dalla tensione ricavata dal filtro di spianamento.

Se si vogliono invece *sopprimere le variazioni di ampiezza prodotte dalle perturbazioni* (*dynamic noise suppression*), si può ricorrere allo schema di principio della fig. 7, in cui il ramo comprendente in serie il tubo T2 ed il condensatore *C*, rappresenta un filtro passa-basso del tipo adoperato per la regolazione del tono. Si può infatti rilevare che, se la tensione di polarizzazione del tubo T2 è nulla, la resistenza in serie a *C* è minima ed è elevata l'attenuazione provocata da questo ramo sulle frequenze acustiche più elevate nelle quali si comprendono le perturbazioni stesse.

Diversamente, quando la tensione di polarizzazione del tubo T2 coincide con il potenziale d'interdizione della corrente anodica, la resistenza interna di esso è pressochè infinita e non si verifica l'attenuazione considerata. Il rapporto di attenuazione ottenuto con questo circuito è risultato inferiore a 6 dB. ✱

CONSULENZA

di Giuseppe Termini

525. Tubi 954, 955 e 958. Dati d'impiego.

Sig. E. Rovelli, Milano.

954. *Pentodo a ghianda per l'amplificazione di tensione ad alta frequenza.*

Tensione e intensità della corrente di accensione	6,3 V, 0,15 A;
tensione di alimentazione dell'anodo	250 V;
intensità della corrente anodica	2 mA;
tensione di polarizzazione	—3 V;
tensione della griglia schermo	100 V;
pendenza normale	1,4 mA/V;
coefficiente di amplificazione	2000;
resistenza interna normale	1,5 M-ohm.

955. *Triodo a ghianda, oscillatore, amplificatore di tensione a bassa frequenza con accoppiamento a resistenza-capacità.*

Tensione e intensità della corrente di accensione	6,3 V, 0,16 A;
tensione di alimentazione dell'anodo	180 V;
intensità della corrente anodica	4,5 mA;
tensione di polarizzazione	—5 V;
pendenza normale	2 mA/V;
coefficiente di amplificazione	25;
resistenza interna normale	12.500 ohm;
resistenza di carico dell'anodo	20.000 ohm.

958. *Triodo a ghianda per l'amplificazione di tensione ad alta frequenza.*

Tensione di accensione	1,25 V;
corrente di accensione	0,1 A;
tensione di alimentazione dell'anodo	135 V;
intensità della corrente anodica	3 mA;
tensione di polarizzazione	—7,5 V;
pendenza normale	1,2 mA/V;
coefficiente di amplificazione	12;
resistenza interna normale	10 K-ohm.

526. Tubi DCH11, DF11, DAF11 e DL11. Dati tecnici d'impiego e schema elettrico di un ricevitore realizzato con questi tubi.

Sig. G. Antonioli, Rovigo.

DCH11. *Triodo-esodo a riscaldamento diretto in c.c.; convertitore di frequenza.*

Tensione di accensione		1,2 V;
corrente di accensione		0,075 A;
a) *Dati di funzionamento dell'esodo*:		
tensione di alimentazione dell'anodo		120 V;
intensità della corrente anodica	0,8	1 mA;
tensione di polarizzazione	0	—10 V;
tensione delle griglie schermo	60	120 V;
corrente delle griglie schermo		1,5 mA;
pendenza di conversione	0,3	<0,002 mA/V;
resistenza interna normale	1	<10 M-ohm.
b) *Dati di funzionamento del triodo.*		
Tensione di alimentazione dell'anodo		90 V;
corrente anodica		0,7 mA.

DF11. *Pentodo a pendenza variabile per l'amplificazione della tensione a flequenza intermedia; tubo a riscaldamento diretto in c.c.*

Tensione di accensione		1,2 V;
corrente di accensione		0,025 A;
tensione anodica	120	90 V;
corrente anodica	0,9	0,65 mA;
tensione di polarizzazione	0	0 V;
resistore in serie alla gr. schermo	40	40 K-ohm;
corrente di gr. schermo	0,15	0,1 mA;
pendenza normale	0,7	0,6 mA/V;
resistenza interna normale	1	1 M-ohm.

DAF11. *Diodo-pentodo a riscaldamento diretto in c.c.; rivelatore-amplificatore della tensione a B.F. con accoppiamento a resistenza-capacità.*

Tensione di accensione		1,2 V;
corrente di accensione		0,05 A;
tensione di alimentazione dell'anodo	120	90 V;
tensione di polarizzazione	0	0 V;
tensione della griglia schermo	20	15 V;
intensità della corrente anodica	0,29	0,22 mA;
corrente di gr. schermo	0,05	0,03 mA;
pendenza normale	0,7	0,7 mA/V;
coefficiente di amplificazione	40	30
resistore di carico dell'anodo	0,3	0,3 M-ohm.

DL11. *Pentodo a riscaldamento diretto in c.c.; amplificazione di potenza.*

Tensione di accensione		1,2 V;
corrente di accensione		0,05 A;
tensione anodica	120	90 V;
corrente anodica	5	3,7 mA;
tensione di polarizzazione	—6	—4,4 V;
tensione di gr. schermo	120	90 V;
corrente di gr. schermo	1,0	0,7 mA;
pendenza normale	1,1	1 mA/V;
coefficiente di amplificazione	10	
resistenza interna normale	0,35	0,3 M-ohm;
impedenza del carico anodico	24	22,5 K-ohm;
potenza di uscita	0,3	0,165 W.

Nel ricercare lo schema di un ricevitore comprendente questi tubi, appare opportuno realizzare anche l'alimentazione integrale dalle reti a c.a. Diverse esperienze, condotte in proposito anche dallo scrivente, hanno dimostrato che se si ricava la corrente di accensione da quattro raddrizzatori connessi a ponte, è praticamente nullo il rumore di fondo provocato dalla pulsazione di temperatura della superficie emittente.

Lo schema tipico di un ricevitore comprendente questi tubi è riportato nella fig. 159. Il pentodo UL41 (T5), che sostituisce in tal caso il pentodo DL11 (T4), può fornire una potenza modulata superiore a 4 W.

In pratica gli organi che servono per l'alimentazione a corrente alternata, possono anche costituire un insieme separato, connesso al ricevitore mediante un cavo a tre conduttori

Lo schema in questione non ha altre particolarità di rilievo. Il deviatore serve a passare dall'alimentazione a pile a quella in corrente alternata. Il ricevitore è provvisto della regolazione automatica di sensibilità non ritardata, ottenuta applicando ai tubi T1 e T2 una frazione della tensione che si ha all'uscita del rivelatore. La regolazione manuale di volume si effettua mediante il graduatore di potenziale 16, che rappresenta l'elemento di carico del rivelatore.

Non è prevista la regolazione del tono che può essere però ottenuta con un reostato da 0,5 M-ohm in serie ad un condensatore di 20.000 pF connessi tra la massa e l'anodo del tubo T4.

Per quel che riguarda il gruppo di alta frequenza, si può ricorrere ai tipi normalmente approntati dall'industria per i tubi ECH42 o simili. Scelto il gruppo risultano determinati i trasformatori per la frequenza intermedia la cui frequenza di accordo deve coincidere con la frequenza stessa di conversione del gruppo di alta frequenza.

Ogni altra precisazione è riportata con lo schema elettrico.

527. A proposito del TX del Sig. S. Milani (I1CNE), descritto a pag. 598 (fascicolo n. 19).

Sig. E. Brida, Udine.

La didascalia relativa ai duplicatori di frequenza e all'amplificatore finale (fig. 2, pag. 599) si inizia con la voce. «*Tubi*».

Le righe che precedono tale voce non interessano lo schema in questione.

528. Varianti da apportare allo schema di un amplificatore a due stadi.

Sig. Luigi Portonero, S.C.R.T., Scuola RADAR (Taranto).

Le varianti da apportare allo schema dell'amplificatore inviato in esame riguardano:

a) il valore del resistore in serie al catodo del tubo 6L6 che dev'essere uguale a 150 ohm (anzichè 410 ohm) quando le tensioni di alimentazione dell'anodo e della griglia schermo sono di 225 V (*funzionamento in classe* A1);

b) il resistore da 2000 ohm in serie alla bobina di campo dell'altoparlante che dev'essere escluso in quanto il filtraggio è affidato alla bobina di campo stessa.

529. Allineamento di un ricevitore a supereterodina senza generatore di segnali. Ricerca del valore esatto della frequenza intermedia.

Sig. G. Bresci, Ancona.

L'allineamento di un ricevitore a supereterodina senza il generatore di segnali, è iniziato regolando la frequenza di accordo dei trasformatori per la frequenza intermedia mediante l'ascolto di una stazione qualsiasi.

L'allineamento è normalmente supposto raggiunto con la massima uscita. Da qui la spiegazione dell'errore, molto spesso anche grave. E' facile capire infatti che la resa del ricevitore è massima quando i circuiti selettivi dei trasformatori sono accordati sulla medesima frequenza e che ciò avviene indipendentemente dal fatto che essa coincida o no con la frequenza di conversione. L'errore stesso è però evidente quando si allineano i circuiti oscillanti del convertitore di frequenza. Così, per esempio, l'impossibilità di coprire l'intero campo d'onda della gamma delle onde medie, dimostra che la frequenza intermedia prestabilita è errata. Occorre quindi agire su tutti gli elementi di accordo dei trasformatori in modo da raggiungere la massima uscita su una frequenza diversa da quella precedente. Ciò fatto si ripetono le operazioni di allineamento dei circuiti per l'oscillatore locale e di quelli di selezione del segnale in arrivo (circuiti selettori), fino ad ottenere:

a) la completa copertura del campo d'onda suddetto;

b) la massima uscita nella zona delle frequenze più basse della gamma con la medesima capacità e con la medesima induttanza del circuito selettore, determinanti la massima uscita anche nella zona delle frequenze più elevate.

Quando ciò si verifica, i trasformatori per la frequenza intermedia sono esattamente accordati sulla frequenza di conversione, quale risulta cioè determinata dai valori degli elementi dei circuiti oscillanti.

530. Ricevitore portatile a tre tubi per l'ascolto in altoparlante delle stazioni locali. Alimentazione a pile e con batteria di accumulatori da 6 V.

Sig. M. Guzzi, Torino.

E' noto da tempo che il problema dell'amplificazione di due tensioni ad alta e a bassa frequenza può essere risolto con un solo tubo.

Per comprendere come ciò possa avvenire è sufficiente tener presente che nel circuito anodico si comprendono due diversi elementi di carico per modo che, pur essendo ambedue percorsi dalle due correnti alternative provocate dalle tensioni eccitatrici, si ottengono due diverse tensioni di uscita.

Un risultato del genere si consegue appunto con il tubo T1 (fig. 160). Il circuito preselettore, comprendente la bobina L1 ed il condensatore variabile 2, è accoppiato all'antenna mediante il condensatore 1 da 25 pF. La tensione a radiofrequenza è applicata alla griglia controllo del tubo T1 attraverso il condensatore 3 da 150 pF che è shuntato dal resistore di dispersione 4 da 0,5 M-ohm.

Si ottiene così di poter anche applicare alla griglia di controllo di questo tubo la tensione a bassa frequenza che si ricava ai capi del resistore 16 di carico del tubo T2.

La realizzazione effettiva di un circuito del genere è unicamente determinata dalla necessità di escludere dal tubo T1 le componenti a radiofrequenza che coesistono con quelle a bassa frequenza nel circuito anodico del tubo T2. Occorre pertanto far precedere il resistore 16 di carico da un filtro rappresentato dal resistore da 10 K-ohm e dal condensatore 3 da 150 pF. Oltre a ciò, l'accoppiamento retroattivo, realizzato mediante la bobina L4, dev'essere disposto in modo da escludere dalla bobina L2 le componenti alternative determinanti l'effetto retroattivo stesso. In pratica, per non andare incontro alla produzione di oscillazioni persistenti, è sufficiente realizzare le bobine come è precisato nello schema. Si richiede inoltre di allontanare le connessioni e gli elementi appartenenti all'anodo del tubo T2, dalle connessioni e dagli elementi del tubo T1.

Tra le altre particolarità di questo schema, si rilevano:

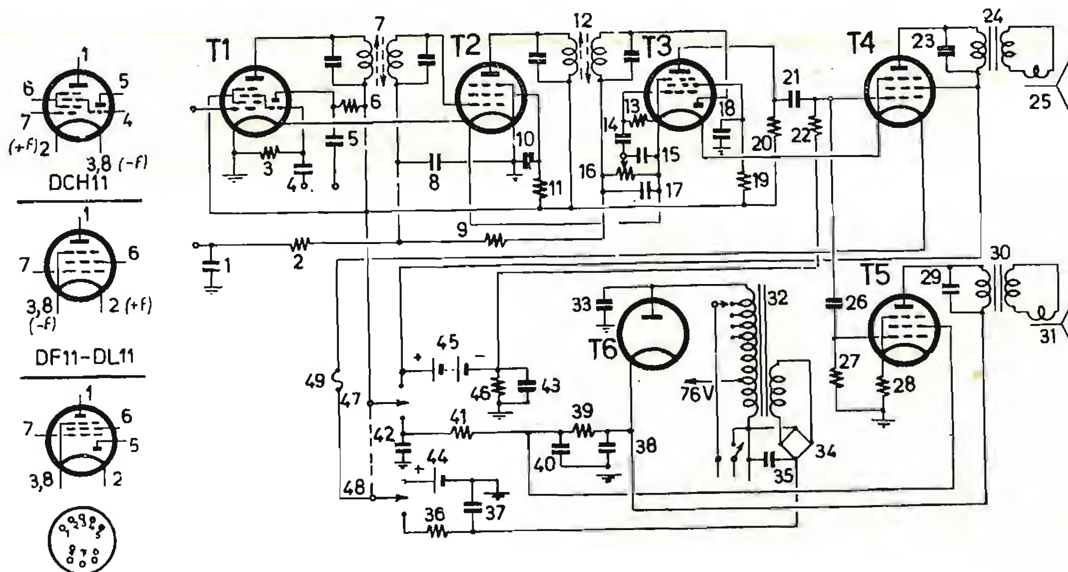


Fig. 159 — **T1** - **DCH11**; **T2** - **DF11**; **T3** - **DAF11**; **T4** - **DL11**; **T5** - **UL41**; **T6** - **UY41**.
1, 8, 10 - 50.000 pF; **2** - 0,5 M-ohm, ¼ W; **3** - 50 K-ohm, ¼ W; **4** - 100 pF; **5** - 500 pF; **6** - 10 K-ohm, ¼ W; **7, 12** - trasformatori per 467 Kc/s; **9** - 3 M-ohm, ¼ W; **11** - 40 K-ohm, ¼ W; **13** - 5 M-ohm, ¼ W; **14** - 5000 pF; **15** - 25 pF; **16** - 0,5 M-ohm; **17** - 150 pF; **18** - 50.000 pF; **19** - 1 M-ohm, ¼ W; **20** - 0,3 M - ohm, ¼ W; **21** - 10.000 pF; **22** - 1 M-ohm, ¼ W; **23** - 5000 pF; **24** - impedenza primaria 15 K-ohm; **25** - altoparlante magnetodinamico, 60 mm circa di diametro; **26** - 20.000 pF; **27** - 1 M-ohm, ¼ W; **28** - 150 ohm, 1 W; **29** - 5000 pF; **30** - impedenza primaria 3000 ohm; **31** - altoparlante magnetodinamico per potenza modulata massima di 4 W (Ø = 120 ÷ 180 mm); **32** - trasformatore di linea con secondario per 8 V, 0,1 A; **35** - 100 micro-F, 10 V; **37** - 100 micro-F, 5 V; **36** - 50 ohm, 1 W; **38, 40** - 50 micro-F, 250 V; **39** - 1500 ohm, 1 W; **41** - 5 K-ohm, 2 W; **42** - 16 micro-F, 250 V; **43** - 0,1 micro-F; **44** - 350 ohm, ½ W; **45** - 67,5÷90 V; **46** - 2,4 V; **47, 48** - deviatore doppio pile-rete; **49** - fusibile da 0,11 A.

— la rivelazione, ottenuta nel circuito di griglia del tubo T2 (resistore 11, condensatore 10);

— la regolazione dell'effetto retroattivo che avviene mediante il potenziometro 8, che è connesso in serie al condensatore 7; ciò consente di variare l'impedenza del ramo di dispersione delle componenti alternative con conseguente variazione

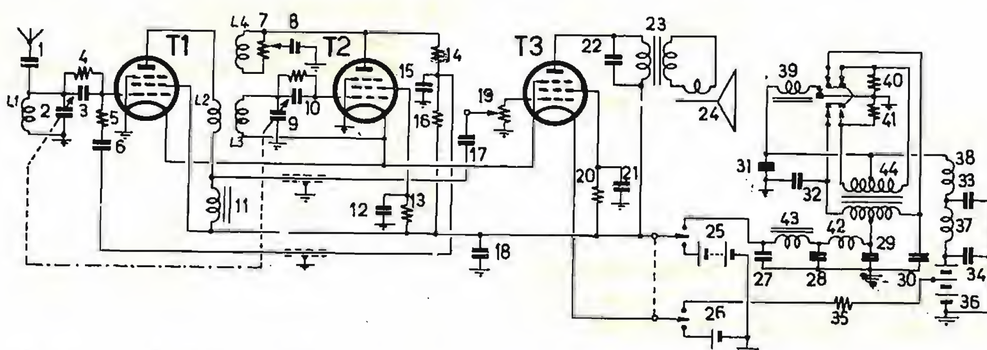


Fig. 160 — T1, T2 - DF92; T3 - DL92.
1 - 25 pF; **2, 9** - 2×420 pF; **3** - 150 pF; **4** - 0,5 M-ohm; **5** - 0,5 M-ohm; **6** - 5000 pF; **7** - 30 K-ohm (sensibilità); **8** - 50 pF (da ricercare però sperimentalmente il valore più opportuno); **10** - 250 pF, shuntato da un resistore da 2 M-ohm, 1/4 W; **11** - 5 H, impedenza di accoppiamento; **12** - 50.000 pF; **13** - 0,5 M-ohm; **14** - 10 K-ohm; **15** - 150 pF; **16** - 0,2 M-ohm; **17** - 20.000 pF; **18** - 50.000 pF; **19** - 1 M-ohm; **20** - 20 K-ohm; **21** - 0,1 micro-F; **22** - 500 pF; **23** - impedenza primaria 8 K-ohm per Va = 90 V e Vgs = 67,5 V; **24** - altoparlante magnetodinamico per potenza modulata massima di 0,5 W; **25** - batteria da 90 V; **26** - batteria da 2,8 V (due elementi da 1,4 V in serie); **27, 28** - 8 micro-F, 150 V; **29** - 25.000 pF; **30, 32** - 10.000 pF; **31, 33** - 0,25 micro-F; **34** - 30.000 pF; **35** - 12 ohm, 1/2 W; **36** - batteria di accumulatori da 6 V, presa a 4 V per i filamenti; **37, 38, 39** - impedenze A.F.; **40, 41** - 250 ohm, 1 W; **42** - impedenza A.F.; **43** - impedenza di livellamento: 10 H.

quantitativa dall'effetto retroattivo;

— il carico per le componenti a frequenza acustica del tubo T1, rappresentato dall'induttore a nucleo 6;

— la tensione di polarizzazione del tubo T3, che è ricavata dal resistore 29, connesso in serie al negativo della batteria di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo.

Per quanto riguarda l'uso di una batteria di accumulatori da 6 V per l'alimentazione di questo ricevitore, si precisa che la soluzione migliore è ottenuta con un *vibratore sincrono*, costituito cioè da due coppie di contatti. Una coppia di contatti serve in tal caso ad interrompere periodicamente la corrente dell'accumulatore nelle due sezioni del primario del trasformatore mentre, con l'altra coppia di contatti, sincronizzata con la prima, si ottiene di commutare le due sezioni del secondario ad alta tensione in modo da ricavare una corrente unidirezionale. Si comprende pertanto che un organo siffatto non richiede di essere fatto seguire da un raddrizzatore.

L'alimentatore a vibratore, che s'intende completato dai filtri di livellamento e da quelli di arresto delle componenti a radiofrequenza prodotti dal vibratore stesso, dev'essere realizzato in modo da evitare l'irradiazione di queste componenti e di escludere anche, dal ricevitore, le vibrazioni a frequenza acustica dell'elemento di commutazione. Occorre pertanto provvedere ad un'accurato isolamento elettrico e meccanico ricorrendo, nell'ordine, all'involucro di alluminio e ad una guarnizione di gomma spugnosa.

Ogni altra precisazione elettrica e costruttiva è data con lo schema elettrico. E' opportuno osservare infine, che la tensione fornita dall'alimentatore a vibratore deve corrispondere a quella della batteria di pile. Diversamente occorre connettere in serie un resistore zavorra calcolato dal rapporto fra la caduta di tensione richiesta e l'intensità della corrente assorbita dagli anodi e dalle griglie schermo dei tubi. Inutile dire anche che, disponendo di una tensione sufficientemente elevata, si può avere un amplificatore finale atto ad erogare una potenza molto più elevata. Si può cioè ricorrere, in tal caso, al pentodo EL42 e seguire, per quanto riguarda questo stadio, lo schema riportato in fig. 159.

531. Controreazione a comando di corrente. Significato, particolarità ed espressioni fondamentali di calcolo.

Sig. L. Merlino, Catania.

Si dà il nome di *controreazione* o di *reazione negativa* ad una particolare disposizione con la quale, riportando all'ingresso di un'amplificatore una frazione *Vr* della tensione alternativa che si ha all'uscita, si ottiene nel circuito stesso di uscita una corrente Sd.Vr (essendo *Sd* la pendenza della caratteristica dinamica dell'amplificatore), di fase opposta alla corrente alternativa anodica *Ia*, prodotta dalla tensione d'ingresso *Vi* (Sd= dIa/dVi). Si parla pertanto di *controreazione a comando di corrente* (fig. 161), quando la tensione di controreazione *Vr* risulta proporzionale alla corrente alternativa di uscita Ia.

Le formole per il calcolo di uno stadio a B.F. con controreazione di corrente sono qui precisate successivamente.

A. *Calcolo della pendenza della caratteristica dinamica Sd'.*
Sd' = (1/(1 + Sd.R).Sd.

Per Sd.R>>1, si può scrivere:
Sd' = Sd/Sd.Sd.R = 1/R;

ciò dimostra che la pendenza della caratteristica dinamica risulta indipendente dalle costanti del tubo.

B. *Calcolo della resistenza interna del tubo, Ri'.*

Normalmente, specie per i pentodi, risulta R<Ri, per cui si ha:
Ri' = (Ri(1 + S.R) + R

in cui *Ri* è la rsistenza interna ed *S* la pendenza statica del tubo.

C. *Calcolo della resistenza d'ingresso del tubo.*
Rpq = Rab(1 + Sd.R)

D. *Calcolo della capacità d'ingresso del tubo.*
Cpq = Cab'(1 + Sd.R)

÷. *Calcolo della seconda armonica, P, in per cento.*
P = Q/(1 + Sd.R)

in cui *Q* è il « per cento » di seconda armonica senza controreazione.

Si fa pertanto osservare che, affinchè l'intensità della componente alternativa nel circuito di uscita, risulti uguale a quella

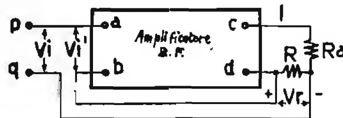


Fig. 161

provocata dalla tensione d'ingresso *Vi*, occorre una tensione Vi (1 + Sd.R) volte maggiore.

Ciò significa che, per effetto della controreazione, l'amplificazione diminuisce (1 + Sd.R) volte. Aumenta invece, con il medesimo importo, la resistenza del circuito d'ingresso e la resistenza interna del tubo.

532. A. Misura della potenza di uscita dell'amplificatore di potenza del ricevitore. B. Scarsa sensibilità di un ricevitore a cinque tubi.

Sig. M. Cesari, Rivoli.

A) — Per realizzare un'apparecchiatura destinata a far conoscere il valore della potenza a frequenza acustica erogata dal-

l'ultimo stadio dei ricevitori occorre considerare che l'importo stesso di tale potenza dipende dall'impedenza del carico al quale è collegato il tubo. Per tenere conto di ciò si conoscono due soluzioni. La prima ricorre ad un trasformatore a prese, ciascuna delle quali corrisponde ad una particolare impedenza di adattamento. La seconda soluzione, molto più agevole, prevede un resistore di valore adeguato, connesso all'ingresso dell'apparecchiatura e che è destinato a sostituire la bobina mobile dell'altoparlante del quale si vuole conoscere la potenza di uscita. La misura di potenza è pertanto trasformata in una misura di tensione, come è dimostrato dallo schema della figura 162, il cui tubi, T1 e T2, costituiscono in effetti gli stadi di un millivoltmetro.

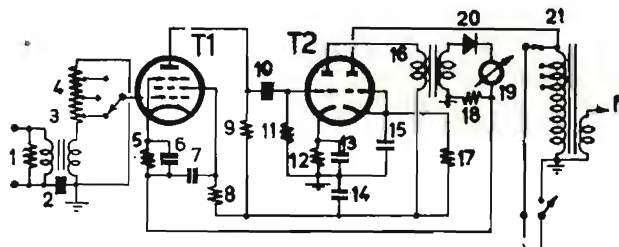


Fig. 162 — T1 - EF41; T2 - ECC40.
1 - 3 ohm, 5 W; **2** - 0,1 micro-F; **3** - rapporto di trasformazione 1 : 20; **4** - 0,5 M-ohm con 4 prese a 0,12 M-ohm; **5** - 2000 ohm, 1/2 W; **6** - 25 micro-F, 30 V; **7** - 50.000 pF; **8** - 1 M-ohm, 1/4 W; **9** - 0,2 M-ohm, 1/2 W; **10** - 20.000 pF; **11** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **12** - 1 K-ohm, 1/2 W; **13** - 25 micro-F, 30 V; **14, 15** - 50 micro-F, 350 V; **16** - rapporto di trasformazione 5 : 1 in discesa andando dal tubo allo strumento; **17** - 5000 ohm, 2 W; **18** - 150 ohm; **19** - 5 mA; **20** - diodo a cristallo; **21** - autotrasformatore con secondario per 6,3 V, 1 A e presa primaria per 220 V destinata anche all'anodo della sezione di destra del tubo T2.

Il resistore 1 da 3 ohm (5 W), connesso in parallelo ai morsetti di entrata *a* e *b* riceve la corrente fornita dal tubo e consente di applicare al primario del trasformatore di adattamento 3, la corrispondente tensione alternativa. Il secondario di questo trasformatore è shuntato dal resistore 4 che è provvisto di *prese* allo scopo di variare la frazione della tensione applicata al tubo T1 e di poter quindi modificare la portata dell'apparecchiatura.

Da qui seguono due stadi amplificatori a resistenza-capacità, l'ultimo dei quali (sezione di sinistra del tubo T2) è connesso ad un trasformatore il cui secondario comprende in serie il milliamperometro 19 ed il raddrizzatore ad ossido 20. Il secondario di questo trasformatore fornisce anche la tensione di controreazione che è applicata al catodo del tubo T1 e che ha lo scopo di rendere indipendente l'amplificazione dei tubi dalle variazioni delle tensioni di alimentazione, nonchè dalle variazioni dei parametri dei tubi stessi.

Particolare menzione merita il fatto che un'apparecchiatura, così realizzata, ha un'impedenza d'ingresso di 3 ohm e che può pertanto servire solo nel caso che l'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante sia uguale (o di poco diversa) a questo valore. Se si vuole un'impedenza d'ingresso variabile, occorre provvedere a variare simultaneamente il valore del resistore 1 e l'impedenza del primario del trasformatore 3.

Infine, per quanto riguarda la taratura, si osserva che la potenza esistente nel circuito della bobina corrisponde, pressochè esattamente, al prodotto $R.I^2$, essendo R la resistenza equivalente all'impedenza della bobina mobile ed I l'intensità della corrente misurata con uno strumento a filo caldo.

Il valore di questa potenza così dedotto sperimentalmente, può essere riportato direttamente sulla scala dello strumento la cui indicazione s'intende completata da una serie di valori di P ottenuti, ovviamente, variando I.

B) — La scarsa sensibilità lamentata dipende sicuramente dalle condizioni di avanzato esaurimento dei tubi. Si perviene infatti a questa conclusione considerando il tempo (6 anni) di funzionamento ed il carattere, progressivamente crescente col tempo, della diminuzione di sensibilità. Occorre quindi far esaminare l'intera serie di tubi e provvedere a sostituire quelli in corso di esaurimento sia usufruendo degli zoccoli-adattatori « Marcucci », sia sostituendo i relativi portatubi con quelli della serie « octal » attualmente costruita.

533. Ricevitore a supereterodina. Tubi 1U4, 1R5, 1U4, 1S5, 3V4. Alimentazione integrale in c.a.

Sig. A. Berna, Genova.

Lo schema di un ricevitore a supereterodina del tipo richiesto è riportato in fig. 163.

La conversione delle frequenze portanti è ottenuta con il tubo 1R5 (T2), che è preceduto da uno stadio preselettore (T1), accoppiato al tubo T2 mediante il condensatore 7.

Con questa disposizione si migliora il rapporto segnale/disturbo al quale si commisura, come è noto, la sensibilità effettiva del ricevitore. E' però ovvio che i risultati migliori si ottengono connettendo un circuito oscillante anche all'ingresso del tubo T2. Ciò comporta però un aumento dell'ingombro, specie per il condensatore variabile, che si richiede di tre sezioni anzichè di due.

Gli stadi che seguono al tubo T2 servono, nell'ordine, per amplificare la tensione a frequenza intermedia (tubo T3), per separare la modulante dalla frequenza intermedia (rivelazione) e per amplificare la tensione a frequenza acustica (tubo T4), nonchè, infine, per l'amplificazione di potenza (tubo T5).

Dal diodo del tubo T4, più precisamente dal circuito di carico del rivelatore si ricava anche la tensione per la regolazione automatica di snsibilità. Questa tensione è però esclusa dal tubo T2 per non andare incontro a variazioni di frequenza della tensione locale, conseguenti alle variazioni di pendenza apportate dalla tensione di polarizzazione.

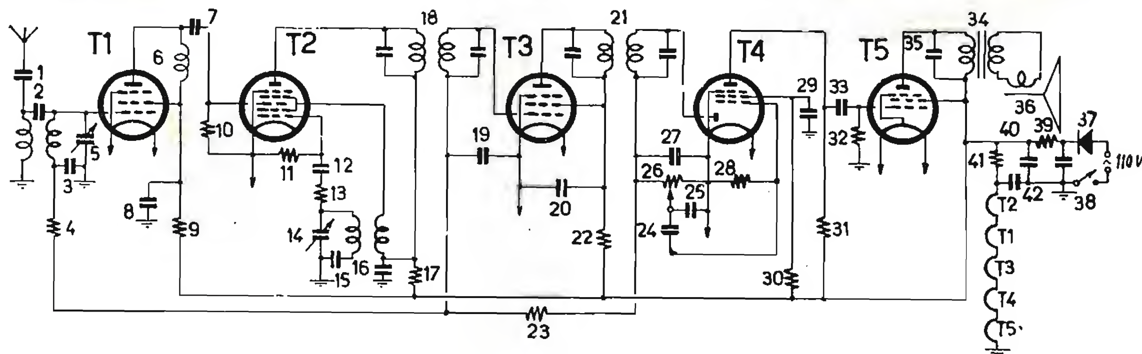


Fig. 163 — T1, T3 - 1U4; T2 - 1R5; T4 - 1S5; T5 - 3V4.
1 - 10.000 pF; **2** - 10 pF; **3** - 50.000 pF; **4** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **5, 14** - 2×420 pF; **6** - impedenza A.F., 10 mH; **7** - 100 pF; **8** - 50.000 pF; **9** - 2 K-ohm, 1/4 W; **10** - 1 M-ohm, 1/4 W; **11** - 0,1 M-ohm, 1/4 W; **12** - 100 pF; **13** - 100 ohm, 1/4 W; **15** - padding; **16** - 50.000 pF; **17** - 2 K-ohm, 1/4 W; **18, 21** - trasformatori per 467 Kc/s; **19** - 50.000 pF; **20** - 50.000 pF; **22** - 2 K-ohm, 1/4 W; **23** - 3 M-ohm, 1/4 W; **24** - 5000 pF; **25** - 25 pF; **26** - 0,5 M-ohm (volume); **27** - 100 pF; **28** - 10 M-ohm, 1/4 W; **29** - 50.000 pF; **30** - 3 M-ohm, 1/4 W; **31** - 1 M-ohm, 1/4 W; **32** - 2 M-ohm; 33 - 10.000 pF; **34** - 5000 pF; **35** - impedenza primario 10.000 ohm; **36** - altoparl. magnetodinamico (Ø = 120 mm circa); **37** - raddrizzatore ad ossido di selenio: 110 V, 75 mA; **38, 40** - 50 micro-F, 150 V; **39** - 500 ohm, 3 W; **41** - 1500 ohm, 10 W; **42** - 100 micro-F, 50 V.

Particolare menzione merita il fatto che i circuiti di alimentazione dell'angolo e della griglia schermo dei tubi T1, T2 e T3 sono provvisti di un resistore di disaccoppiamento (9, 17, 22) shuntato da un condensatore di dispersione (8, 16, 20). Ciò è fatto per escludere dal circuito di alimentazione le componenti alternative delle correnti degli anodi e delle griglie schermo e per evitare quindi che, da tale coesistenza, sorgano instabilità e tendenze all'innesco.

Per l'alimentazione integrale in corrente alternata, si richiede un raddrizzatore ad ossido di selenio, capace di erogare con continuità una corrente di 50 mA. La tensione di accensione si ricava all'uscita del filtro di livellamento. I filamenti dei tubi sono connessi in serie; è opportuno seguire per essi l'ordine precisato nello schema elettrico. Il circuito di alimentazione è calcolato per una tensione alternata di 110 V ed è quindi necessario ricorrere ad un adattatore sia del tipo a resistori, sia ad autotrasformatore, nel caso che la tensione disponibile risultasse superiore al valore suddetto.

Infine, si ricorda che un conduttore della rete a c.a. è connesso al telaio e che esiste una differenza di potenziale fra telaio e terra alla quale l'operatore deve sottrarsi con un mezzo isolante. Per tale ragione, un'eventuale connessione a terra, per altro non giustificata se non dal livello dei disturbi, può avvenire soltanto interponendo, nella connessione stessa, un condensatore da 100.000 pF.

534. Signal-tracer con tubo indicatore EM4 e testa esploratrice a cristallo.

Sig. L. Magnoni, Somma Lombardo.

Il tubo EM4, normalmente adoperato per conseguire il controllo visivo di sintonia, può servire senz'altro in un ricercatore di segnali, purchè si consideri, nel dimensionamento dell'insieme, che occorre una tensione di griglia di 5 V per avere un'apertura del cono d'ombra di 5°.

Nello schema della fig. 164, il tubo EM4 è preceduto dal tubo ECC40 (T1) le cui due sezioni, connesse in cascata, forniscono un'amplificazione complessiva uguale all'incirca a 780 unità. Segue quindi che, per avere l'apertura del cono d'ombra suddetta, occorre applicare all'ingresso del tubo T1 una tensione di 5/780=6,4 mV, cui corrisponde una tensione ad alta frequenza di 8 mV circa, quale può cioè facilmente aversi da un generatore di segnali modulati.

Nella realizzazione effettiva di questa apparecchiatura, occorre tener presente che il condensatore 1, il rivelatore di germanio 2 ed i resistori di carico 3 e 4 fanno parte della *testa esploratrice* (probe) e che devono essere fissati entro una custodia metallica (di rame, alluminio, ecc.) allo scopo di evitare l'influenza della capacità della mano.

535. Funzionamento di uno stadio di potenza con una coppia di triodi in classe B.

Sig. F. Olivieri, Terni.

In questo stesso fascicolo, più precisamente a pag. 632 si considera l'amplificazione di potenza in classe B.

Le formole per il calcolo di uno stadio del genere, saranno riportate prossimamente nella rubrica « *Formole, dati, monogrammi*, ecc. », che si è iniziata in questo fascicolo.

536. Radiotelefono portatile ad alimentazione autonoma in c.c. Un tubo DCC90.

Sig. I. Montini, Alessandria.

Il tubo DCC90, costruito dalla « *Philips* », è un doppio triodo a riscaldamento diretto in c.c., particolarmente adatto per l'amplificazione ad alta frequenza in classe C. Le caratteristiche essenziali d'impiego sono:

tensione di accensione	1,4	2,8 V;
corrente di accensione	0,22	0,11 A;
pendenza		1,8 mA/V;
resistenza interna		8,3 K-ohm;
coefficiente di amplificazione		15
tensione di alimentazione dell'anodo		90 V;
tensione di polarizzazione		—2,5 V.

Lo schema elettrico di un radiotelefono, realizzato con questo tubo, è riportato in fig. 165. La sezione di sinistra del tubo è adoperata in trasmissione per creare la corrente ad alta frequenza, mentre serve in ricezione per il funzionamento in superreazione. Il passaggio dalla trasmissione alla ricezione di questa sezione avviene, molto semplicemente, variando la resistenza di dispersione connessa fra griglia e filamento. Serve appunto, a tale scopo, la via *A* del commutatore *R-T*.

Con la sezione di destra del tubo si effettua invece l'amplificazione della tensione a frequenza acustica sia nel caso che essa provenga dal circuito microfonico, sia che essa sia fornita dal rivelatore a superreazione.

Il commutatore *R-T* ha cinque vie. Della via *A* si è detto; le vie *B* e *C* servono a commutare il secondario del trasformatore 9 dalla placca alla griglia e viceversa della sezione di destra del tubo. Così facendo il trasformatore 9 può infatti servire tanto quando si riceve, quanto quando si trasmette. La via *D* del commutatore *R-T* interessa il circuito di griglia della sezione di destra, mentre la via *E* provvede a connettere in ricezione il carico, rappresentato dall'induttore a nucleo, dal condensatore di accoppiamento 21 e dall'auricolare telefonico 22.

Ogni altra precisazione elettrica e costruttiva è riportata con lo schema elettrico.

Fig. 164

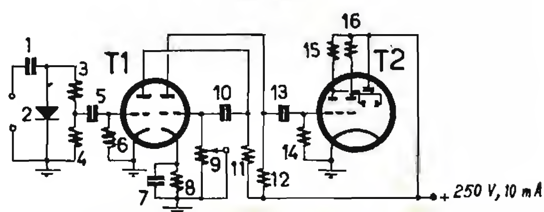


Fig. 165

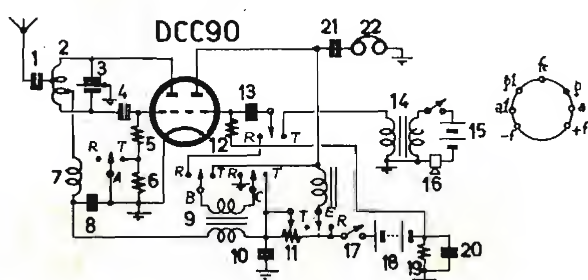


Fig. 164 — T1 - ECC40; T2 - EM4.
1 - 100 pF; 2 - diodo di germanio; 3 - 0,5 M-ohm; 4 - 5 M-ohm; 5 - 10.000 pF; 6 - 10 M-ohm; 7 - 1 K-ohm, 1/2 W; 8 - 10 micro-F, 30 V; 9 - 0,5 M-ohm (sensibilità); 10 - 10.000 pF; 11, 12 - 0,22 M-ohm, 1/2 W; 13 - 20.000 pF; 14, 15, 16 - 1 M-ohm.

Fig. 165.
1 - 100 pF; 2 - 7 spire avvolte in aria, filo 1 mm rame argentato nudo, passo 3 mm, diametro esterno della bobina 10 mm circa; 3 - 10 pF max; 4 - 50 pF; 5 - 30 K-ohm, 1/4 W; 6 - 10 M-ohm, 1/4 W; 7 - impedenza A.F., 24 spire affiancate, filo 0,30, 1 copertura seta, avvolte su un supporto ceramico da 6 mm di diametro; 8 - 10.000 pF (mica); 9 - trasformatore B.F., rapporto 1 a 2 andando dall'oscillatore (sezione di sinistra) all'amplificatore-modulatore (sezione di destra del tubo); 10 - 50.000 pF; 11 - 50 K-ohm, a filo; 12 - 0,5 M-ohm, 1/4 W; 13 - 20.000 pF; 14 - trasformatore microfonico: rapporto 1 a 20 andando dal microfono al tubo; 15 - 3 V; 16 microfono a carbone; 17 - interruttore; 18 - 67,5÷90 V; 19 - 500 ohm, 1/2 W; 20 - 50.000 pF.

Corrispondenza con i lettori

P. SOATI

In questa rubrica si risponde soltanto a coloro ai quali non sia stato risposto direttamente, ed in qualche caso, quando si abbia ragione di temere un disguido postale, per confermare una risposta già data per posta.

Sig. BARDELLI N. - Napoli

Il triodo a Vapore di mercurio al quale accenna potrebbe essere il TFZ 106 costruito dalla FIRAR di Genova-Sampierdarena le cui principali caratteristiche sono le seguenti: Catodo a riscal. diretto a 3V. 18A. Corrente anodica 6A, con punta oscillografica ricorrente di 36A. Tensione anodica max. inversa 1200V. Tensione minima di innesco con + 10 V di griglia 30V. Montaggio con asse verticale con zoccolo in basso. Temperatura in condensazione di Mercurio + 30°C ÷ 90°C. Il tubo raggiunge la temperatura di equilibrio termico dopo circa 20 minuti dall'accensione del filamento. Sempre a sua disposizione per informazioni più dettagliate la saluto distintamente.

Sig. LA VIGNA U. - Livorno

Il tuo amico ha perfettamente ragione ma evidentemente è all'oscuro di un particolare molto importante! E' necessario infatti tenere presente che il direttore pubblicitario dell'opuscolo in parola è interessato pure in una rivista ampiamente citata nell'opuscolo stesso, unitamente ad altre che però non le arrecano noie eccessive! E' evidente che ognuno cerca di tirare l'acqua al suo mulino come può!

Ad ogni modo sia ben chiaro che noi abbiamo ben altra mentalità e che il nostro modo di agire è perfettamente lineare anche con le più modeste norme dell'educazione editoriale. Del resto non ci siamo preoccupati di coloro che nel 1950 profetizzavano all'industria che RADIOTECNICA non avrebbe avuto più di due mesi di vita ed a maggior ragione adesso certe sfumature di malignità non possono che farci sorridere! Cordialità.

Sig. MOSTILE G.

Mentre l'assicuro che è stato provveduto per il cambio dell'indirizzo Le comunico, come da sua richiesta, che il suo abbonamento scade con il n. 24. Grazie e cordialità.

Sigg. Uff. Marc. PUGLIA A. - M.llo Marc. FELLINA A. - ROSA A. Arona - CRIMINISSI S. Agrigento - BURATTI G. Pisa - Prof. LA NAVE Taranto - PESCARMONA S. Vado L.

E' stato dato regolare corso alle Loro richieste. Ringraziando porgo distinti saluti.

Sigg. UFFICO CENTRALE METEOROLOGIA, DE PAULIS M. Bovino - PATONO T. Torino - ZEREGA R. Genova - CATTANEO F. Pavia - SPINELLO G. Genova - ZANON Q. Povegliano - CREPAS A. Belluno - GIRARDI G. Vicenza - MARQUARDT P. Roma - SANGUINETTI A. Quarto M. - RICCI L. Avezzano - SC.RT. POZZA G. Taranto - FRANCISCONO C. Alice - LANDERGHINI A. Arezzo - SANTINI S. Trapani - TROVERO M. Travagnasco - CICERI L. Pavia - SABALICH G. Vicenza - CANIGLIA V. Lecce - BONOCORE S. Napoli

Ringraziando per la loro rimessa, assicuriamo di aver dato regolare corso alle loro richieste.

Sig. BATTISTI G. Palermo

Per le norme relative il conseguimento del Certificato Internazionale di Marconista della Marina Mercantile e per i documenti necessari per ottenere la licenza di radioriparatore veda il n. 18 e 19 di RADIOTECNICA.

Per conseguire il suddetto certificato è indispensabile seguire il corso di una scuola specializzata. Distinti saluti.

Sigg. Uff. Marc. DE BESI - Ing. GIACCHI S. Ferrara - Ing. BOSSO L. Pinerolo - Dott. CERRI F. Milano - Dott. FALCONE P. Roma - Conte CALSAMIGLIA R. Sanremo - RONCALLI E. Genova - STEFANI S. Trieste - PI. SALMOIRAGHI R. Bergamo - PI. ALBERGATI G. Bergamo - MERCORE B. Caserta - PIOL G. Trieste - Maresc. ROTUNNO S. Riardo - SALZA A. Vercelli - BOLLETTIERI A. Matera - CUZZONI C. Milano - CAGLIERO N. Imperia - MARCOLIN B. Mestrino - FRANZ HOFMAN Bolzano - MUGAMI R. Udine - TARANTINO L. Morano - FONORADIO BENELL Bologna - BARACCHINI E. La Spezia - CECCHIA A. Viterbo - RECH F. Bolzano - PETTINELLI A. La Spezia - RIGONI A. Bolzano - IVOL U. Susa - NARDI A. Trieste - CRIVELLI G. Vercelli - PACE G. Campo T. - VITIELLO L. Resina - GORNATI A. Desio - NICOLO' L. Roma - FERRARI B. Vigevano - PARACCHINI L. Torino - PASQUINO G. Torino - FAIT R. Rovereto - GEREC A. S. Bartolomeo - RIGINELLI C. Senigallia - CARDUCCI M. Roma - MATTINELLI P. Lucca

Le Loro rimesse ci sono pervenute regolarmente, ringraziando diamo assicurazione di aver provveduto in merito. Ossequi.

Sigg. MACARI F. Bari - TREMA R. Neuchatel - TOPINO T. Torino - Ing. CORTESE M. Milano - CAPO RT. FRESCHI M. Stazione Radio M. Cardeto

Assicuriamo di aver provveduto per l'immediato cambio di indirizzo. Ringraziando per la loro assiduità porgo distinti saluti.

Sg. GUARIGLIA D. Napoli

Abbiamo ricevuto la sua rimessa relativa la differenza dell'importo abbonamento. Ringraziandola La saluto cordialmente.

Sig. P. TONDELLI M. CURURUPU - Brasile

La ringrazio sentitamente, unitamente al Sig. Termini, per le Sue gentilissime espressioni che ci sono giunte particolarmente gradite e la ringrazio pure per la sua graditissima opera di propaganda.

Fra una decina di giorni, non appena lo riceverò di ritorno da un nostro lettore, le invierò per raccomandata un opuscolo nel quale troverà tutti i dati, schema compreso, del ricevitore che Le interessa. Nella stessa occasione risponderò alle sue domande.

Sig. COLLI G. Asmara (Eritrea)

In merito a quanto mi ha scritto mi sono fatto premura di scrivere a due case costruttrici di valvole affinchè le inviino le tabelle che Le interessano. Per lo strumento si rivolga alle ditte nostre inserzioniste, a nostro nome, le quali certamente le concederanno sconti particolari. I numeri arretrati per il suo amico sono disponibili, ad eccezione del n. 1, ad ogni modo in merito le ho scritto direttamente per via aerea. Cordialità.



Crudele destino ha spento all'alba della Sua vita

LUCIANA SOATI

di dieci anni, figlia amatissima del Consigliere Tecnico Sig. Piero Soati.

Al collega carissimo di lavoro e alla Sua Signora, sono particolarmente vicini nel dolore, il personale di « Radiotecnica ».

Sesto Calende, giugno 1952.

Invito a

- DILETTANTI!
- PROFESSIONISTI!
- STUDIOSI!
- RICERCATORI!

« RADIOTECNICA » è la rivista attualmente più diffusa e ricercata in Italia. Volete far conoscere i risultati pratici o teorici da Voi conseguiti nella tecnica dei radioapparati? Avete attuato delle innovazioni che desiderate far conoscere?

Inviate semplicemente gli schemi elettrici e i dati sperimentali o teorici alla nostra Direzione « Sezione Ricerche », Via Bitonto 5, Milano, che firmerà a Vostro nome l'articolo relativo pubblicato su « RADIOTECNICA ».

L'iniziativa, che ha anche riscosso il consenso ed il plauso dell'industria, ha lo scopo di far conoscere gli studiosi e gli sperimentatori più geniali e più attivi.

Partecipate anche Voi, singolarmente o con i Vostri Amici, all'opera di divulgazione e di miglioramento della tecnica dei radioapparati!

Fate conoscere la Vostra attività ed i risultati conseguiti!

Valorizzate i Vostri studi ed il Vostro lavoro!

****

Pubblicazioni ricevute

L'AUDIO LIBRO di D. E. RAVALICO, 400 pagine, 25 illustrazioni. Ed. HOEPLI, L. 2.500.

Trattasi di un'opera particolarmente utile tanto ai radiotecnici quanto ai tecnici del suono e del cinema, dato che in essa sono ampiamente trattati gli elementi basilari e le recenti applicazioni della tecnica del suono dal radiogrammofono agli impianti sonori per il cinema.

In dodici capitoli con la sua solita chiarezza, l'A. passa in rassegna l'abbondante materia trattenendosi in modo particolare sui dati pratici per la costruzione dei complessi sonori per abitazione, cinematografi, campi sportivi ecc. Anche gli apparecchi telefonici ed i registratori a nastro non sono stati trascurati. 120 schemi di amplificatori completano infine l'opera.

Autorizz. Trib. di Milano N. 2072 • Direttore Responsabile: GIUSEPPE TERMINI • Arti Grafiche A. Gorlini - Milano

V-M TRI - O - MATIC

CAMBIADISCHI AUTOMATICI AMERICANI 3 VELOCITÀ

$33\frac{1}{3}$ • 45 • 78

GIRI AL MINUTO

Semplici - Perfetti - Facili ad usarsi



MOD. 950 - per montaggio in mobile

MOD. 955 - montato su base metallica

MOD. 170 - montato in valigia ricoperta in pelle con amplificatore e 2 altoparlanti

PICK-UP

a doppia testina girevole, puntine di durata illimitata, adatte a suonare qualunque disco

★

COMPLETAMENTE AUTOMATICI

per l'uso di dischi di ogni tipo, normale e a micro solco e di ogni grandezza

★

CAPACITÀ

suonano sino a 12 dischi da 25 cm. o 10 da 30 cm. da 33 1/3 o 78 giri al minuto, oppure dischi da 25 e 30 cm. della stessa velocità frammisti

★

ADATTABILI

su qualsiasi radiofonografo col massimo rendimento. Foggia e tinte studiate per armonizzare sia su mobili antichi che moderni.

In vendita presso i migliori negozi Radio

Cias

CIAS TRADING COMPANY

COMPAGNIA ITALO AMERICANA SCAMBI

Via Malta, 2-2 - GENOVA - Telef. n. 56.072

Direzione Commerciale: **M. CAPRIOTTI**